S
Nachrichtentechnik Elektronik

7

1989

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · ISSN 0323-4657

$\approx h_K$

n_K n_K

s

$\lambda/4$

$n_d = 1$

$n_d = \sqrt{n_0 \cdot n_K}$

F F

definierte Kraft F

F F

definierte Kraft F

x

s

Lichtwellenleiter

- Charakterisierung
- Herstellung
- Modenleistungsverteilung
- LWL-Steckverbindungen
- Halbleiterlaser

Beiträge zu den Tagen der Wissenschaft und Technik 1989 an der Technischen Hochschule Wismar

СОДЕРЖАНИЕ

CONTENTS

SOMMAIRE

CONTENIDO

7
89

Nachrichtentechnik Elektronik

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

39. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

KdT

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Inhalt

ISSN 0323-4657

Umschau

Vorschau

Im Heft 8 werden u.a. folgende Beiträge veröffentlicht:

- Teilnehmerzugang im ISDN
- Anschluß lokaler Netze an ISDN-Nebenstellenvermittlungsanlagen
- Konzeption für ein mehrfunktionales ISDN-Terminal
- Synchronisationsaufgaben im Teilnehmeranschlußbereich digitaler Nachrichtennetze
- Gestaltung einer modernen, zukunftsorientierenden Ausbildung im Elektroingenieurwesen an der IHS Mittweida
- Anwendungsmöglichkeiten der Künstlichen Intelligenz in der Prüftechnik

Titelbild

In mehreren Beiträgen zu den Tagen der Wissenschaft und Technik an der Technischen Hochschule Wismar werden Probleme behandelt, die für die LWL-Übertragung Bedeutung haben. Das Titelbild zeigt ein LWL-Kabel (KWO; Beitrag auf S. 242) sowie Kopplungsmöglichkeiten der LWL in Steckverbindern (THW; S. 246).
(Foto: KWO)

Herstellung und Charakterisierung von Monomode-Lichtwellenleitern

F. Brode, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem VEB Kabelwerk Oberspree

Die erste Stufe der Entwicklung und Produktion von Lichtwellenleitern für die Nachrichtenübertragung waren die Multimode-Gradienten-Lichtwellenleiter (LWL) für die Wellenlängenbereiche 0,85 μm und 1,3 μm. Inzwischen hat sich weltweit die Forschung auf die Herstellung von Monomode-LWL konzentriert. Die Verbesserung der Herstellungstechnologien hat zu einer Verringerung der LWL-Dämpfung bis in den Bereich nahe der theoretischen Grenze geführt. Trotz großer Anstrengungen zur Optimierung des Brechzahlprofils ist es international jedoch nicht gelungen, die technologiebedingten Fehler vollständig zu eliminieren bzw. zu kompensieren, so daß die Bandbreite der Gradienten-LWL wesentlich unterhalb der theoretischen Grenze liegt.
Der relativ schnelle Übergang vom Multimode- zum Monomode-LWL resultiert aus der wesentlichen Erhöhung der Bandbreite, d.h., während das Bandbreite-Längenprodukt eines Gradienten-LWL in der Größenordnung von 1 bis 2 GHz · km liegt, hat ein Monomode-LWL ein Bandbreite-Längenprodukt von 10 bis zu einigen 100 GHz · km in Abhängigkeit von der spektralen Breite der Lichtquelle. Die Entwicklung der Monomode-LWL ist im wesentlichen durch die 2 Hauptanwendungsgebiete, die Nachrichtenübertragung und die Sensoren, geprägt worden. Dadurch zeichnen sich bereits heute verschiedene Klassen von Monomode-LWL ab. Im folgenden soll näher auf die einzelnen Klassen von Monomode-LWL eingegangen werden. Außerdem werden die wichtigsten Eigenschaften der Monomode-LWL und einige Verfahren zur Bestimmung dieser Eigenschaften vorgestellt.

1. Monomode-LWL

Die Monomode-LWL werden i.allg. nach dem CVD-Verfahren (chemical vapour deposition) oder einem modifizierten Verfahren (MCVD, PCVD) hergestellt. Bereits in dieser Stufe der Fertigung werden die wichtigsten Eigenschaften der künftigen Monomode-LWL festgelegt. Besondere Bedeutung hat dabei die richtige Gestaltung des Brechzahlprofils im Kern- und Mantelbereich. Durch den anschließenden Ziehprozeß muß die richtige Transformation der Halbzeugeigenschaften in die LWL-Eigenschaften erreicht werden.
Der Schwerpunkt der bisherigen Entwicklung der Monomode-LWL war die Erhöhung der Bandbreite über einen möglichst großen Wellenlängenbereich. Bisher können die Monomode-LWL aufgrund ihrer Dispersionseigenschaften in die folgenden Klassen unterteilt werden:

- „dispersion unshifted"-LWL, d.h. Monomode-LWL, deren maximale Bandbreite bei 1,3 μm liegt
- „dispersion shifted"-LWL, d.h. Monomode-LWL, deren maximale Bandbreite in den Wellenlängenbereich des Dämpfungsminimums 1,55 μm verschoben wurde
- „dispersion flattened"-LWL, d.h. Monomode-LWL, bei denen über einen größeren Wellenlängenbereich die maximale Bandbreite erreicht wird, so daß die LWL auch für den Wellenlängenbereich bei 1,3 μm und 1,55 μm einsetzbar sind.

Die Dispersionseigenschaften werden weitestgehend durch das Brechzahlprofil der Halbzeuge bestimmt. Man unterscheidet zwischen Monomode-LWL mit „abgesenktem" und mit „angepaßtem" Kern. In den Bildern 1 und 2 sind die Brechzahlprofile typischer Vertreter dargestellt. Im allgemeinen werden Brechzahlprofile mit abgesenktem Mantel bevorzugt, da sie beim weiteren Verarbeitungsprozeß unempfindlicher gegenüber Mikrokrümmungen sind.
Die oben aufgeführten Monomode-LWL der verschiedenen Dispersionsklassen unterscheiden sich im wesentlichen durch eine kompliziertere Mantelstruktur. Äußerst komplizierte Strukturen sind z.B. zur Realisierung von „dispersion flattened"-Monomode-LWL erforderlich.
Neben diesen für die Nachrichtenübertragung vorgesehenen LWL werden spezielle Monomode-LWL für die Entwicklung von Sensoren eingesetzt. Für dieses Anwendungsgebiet werden vor allem polarisationserhaltende Monomode-LWL verwendet. Die LWL-Sensoren können zur Messung bzw. zum Nachweis vieler physikalischer Größen, wie Temperatur, Schwingungen, Strom, Feldstärke, Drehwinkel, eingesetzt werden.

2. Charakterisierung der Monomode-LWL

Die Monomode-LWL werden durch folgende Eigenschaften charakterisiert:

- spektraler Dämpfungsverlauf
- Grenzwellenlänge
- geometrische Abmessungen
- Modenfelddurchmesser
- Dispersionsparameter und Wellenlänge des Nulldurchgangs der Dispersion
- Rückstreuverhalten zur Bestimmung der Länge, der Dämpfung und Längsgleichmäßigkeit.

Einige Meßverfahren sind für die Multimode- und Monomode-LWL identisch und müssen lediglich den wesentlich höheren Genauigkeitsanforderungen angepaßt werden. Da in einen Monomode-LWL, im Vergleich zu einem Multimode-LWL, nur erheblich geringere Leistungen eingekoppelt zu werden brauchen und die Abmessungen des LWL-Kerns wesentlich geringer sind, müssen die Meßplätze in folgenden Parametern verbessert werden:

- Erhöhung des Signal-Rausch-Abstands
- Verbesserung des Auflösungsvermögens
- Einsatz erheblich genauerer Justageelemente.

2.1. Bestimmung des spektralen Dämpfungsverlaufs und der Grenzwellenlänge

Für beide Meßgrößen ist ein hochempfindlicher spektraler Dämpfungsmeßplatz erforderlich. Das prinzipielle Blockschaltbild des

Bild 1. Brechzahlprofil mit abgesenktem Mantel

Bild 2. Brechzahlprofil mit angepaßtem Mantel

Bild 3. Spektraler Dämpfungsverlauf

Bild 4. Wellenlängenabhängigkeit der Krümmungsverluste ▶

Bild 5. Wellenlängenabhängigkeit des Modenfelddurchmessers ▼

Meßplatzes ist identisch mit den bekannten Meßplätzen für Multimode-LWL. Da der Dämpfungskoeffizient der LWL bei 0,3 bis 0,4 dB/km liegt, ist die Stabilität des Dämpfungsmeßplatzes auf $< 0{,}05$ dB/km zu erhöhen. Dazu sind solche Maßnahmen wie die Stabilisierung der optischen Lichtquelle, die Kühlung des optischen Empfängers und der Einsatz hochgenauer xyz-Manipulatoren erforderlich. Im Bild 3 ist der spektrale Dämpfungsverlauf eines typischen Monomode-LWL dargestellt. Dabei fällt auf, daß neben den bekannten Dämpfungsmaxima, die auf Hydroxylionen zurückzuführen sind, ein zusätzlicher Dämpfungspeak auftritt, der durch den LP-11-Modus verursacht wird. Von einer bestimmten Wellenlänge an, die Grenzwellenlänge genannt wird, ist der LP-11-Modus nicht mehr ausbreitungsfähig. Die effektive Grenzwellenlänge kann u.a. mit den folgenden Methoden bestimmt werden:

- Wellenlängenabhängigkeit der Krümmungsverluste
- Transmissionsgrad eines Monomode-LWL im Vergleich zum Multimode-LWL
- Wellenlängenabhängigkeit des Modenfelddurchmessers
- Wellenlängenabhängigkeit der Nahfeld-Intensitätsverteilung.

Die Meßgenauigkeit und die Übereinstimmung der einzelnen Methoden ist gut. Im allgemeinen werden die ersten 3 Verfahren angewandt. Im Bild 4 sind die durch eine Krümmung (Durchmesser 60 mm) des Monomode-LWL hervorgerufenen Verluste in Abhängigkeit von der Wellenlänge aufgetragen. Als Grenzwellenlänge wird die Wellenlänge bezeichnet, bei der die Leistung der LP-11-Mode auf 0,1 dB abgeklungen ist. Im Bild 5 ist die Wellenlängenabhängigkeit des Modenfelddurchmessers dargestellt.
Als Grenzwellenlänge ist hier die Wellenlänge definiert, bei der eine deutliche Abweichung von der linearen Abnahme des Modenfelddurchmessers mit sinkender Wellenlänge, bedingt durch die Mode 2. Ordnung, auftritt. Die gestrichelte Linie im Bild 5 zeigt die lineare Extrapolation auf die Grenzwellenlänge anhand der gemessenen Wellenlängenabhängigkeit des Modenfelddurchmessers. Die effektive Grenzwellenlänge hängt u.a. von den Meßbedingungen, wie

- Anregungsbedingungen
- Länge der LWL-Probe
- minimale Nachweisempfindlichkeit für die LP-11-Mode
- Mikrokrümmungen und Krümmungen

ab.

Die Abhängigkeit der Grenzwellenlänge vom Krümmungsradius ist stark unterschiedlich von LWL zu LWL und wird weitestgehend durch das Brechzahlprofil bestimmt. Die Längenabhängigkeit der Grenzwellenlänge ist ebenfalls stark vom jeweiligen LWL abhängig. Für LWL mit einem Dämpfungskoeffizient nahe der theoretischen Grenze wird die Längenabhängigkeit der Grenzwellenlänge sehr schwach. Die Abhängigkeit der Grenzwellenlänge von den Mikrokrümmungen ermöglicht wichtige Untersuchungen zur Optimierung der Herstellungstechnologien.

2.2. Bestimmung des Modenfelddurchmessers

Der Modenfelddurchmesser ist ein äußerst wichtiges Kriterium der Monomode-LWL, da er die folgenden LWL-Eigenschaften wesentlich bestimmt:

- Effektivität der Lichteinkopplung
- Spleißverluste und
- Krümmungsverluste.

Der Modenfelddurchmesser ist eine Funktion der normierten Frequenz und der numerischen Apertur, wobei er nur schwach von der normierten Frequenz abhängt. Der Modenfelddurchmesser kann u.a. mit folgenden Methoden bestimmt werden:

- transversaler Versatz
- Nahfeld-Intensitätsverteilung
- Fernfeld-Intensitätsverteilung
- Anregung mit veränderlicher Apertur.

Besonders verbreitet ist die Methode des transversalen Versatzes oder auch Verschiebemethode genannt. Die Messung wird an einem 3 m langen Lichtwellenleiter durchgeführt. In den LWL wird Licht der entsprechenden Wellenlänge eingekoppelt und das Ausgangssignal mit einer Fotodiode registriert. Nach dieser Vorbereitung wird der LWL in der Mitte gebrochen und die beiden Lichtwellenleiterenden werden in eine hochgenaue Koppeleinrichtung eingelegt. Zur Bestimmung des Modenfelddurchmessers bei der jeweiligen Wellenlänge wird das Ausgangssignal als Funktion des transversalen Versatzes registriert. Wird diese Messung mit einem spektralen Dämpfungsmeßplatz durchgeführt, so kann die Wellenlängenabhängigkeit des Modenfelddurchmessers bestimmt werden. Daraus kann die Grenzwellenlänge (entsprechend Bild 5) ermittelt werden.

Fortsetzung auf Seite 244

Bild 6. Chromatische Dispersion

Untersuchungen zur Modenleistungsverteilung in Gradientenindex-Lichtwellenleitern

E. Schmidt, KDT, Wismar

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Für eine vollständige Beschreibung des Übertragungsverhaltens von Lichtwellenleiter-Nachrichtenverbindungen muß die Längenabhängigkeit der Modenleistungsverteilung (modal power distribution, MPD) und ihre Veränderung an Koppelstellen berücksichtigt werden. Die MPD wird nach Passieren einer Koppelstelle durch Modenkopplung und modenspezifische Dämpfung verändert. Sie kann folglich zur Charakterisierung der Koppelstelle dienen. Für Gradientenindex-Lichtwellenleiter (GI-LWL) ist eine Berechnung der MPD sowohl aus dem gemessenen Fernfeld [1] [2] [3] als auch aus dem Nahfeld [3] [4] [5] möglich.

Die MPD wird aus den gemessenen Nahfeldern mit den in [2] [3] und [5] beschriebenen Verfahren bestimmt. Ziel der Untersuchungen ist es, in Zukunft Aussagen über den Einfluß extrinsischer Verlustfaktoren auf die Dämpfung mit Hilfe der MPD zu erhalten.

1. Voraussetzungen zur Bestimmung der MPD aus dem Nahfeld

Nach [2] und [3] läßt sich durch Messung der Nahfeldintensitätsverteilung $I_N(r)$ eines LWL aufgrund des Verlustes der Phaseninformationen der Moden die MPD $P(\delta, \nu)$ nicht eindeutig ermitteln. Gilt jedoch (1), so ist die MPD unabhängig von der azimutalen Modenzahl ν und eindeutig bestimmbar.

$$\frac{\partial P(\delta, \nu)}{\partial \nu} = 0 \tag{1}$$

Dabei ist δ die normierte Phasenkonstante. In der Praxis bedeutet (1) einen rotationssymmetrischen Nahfeldverlauf des LWL. Die zu berechnende MPD ergibt sich dann nach [3] zu

$$P(\delta) = -2\pi \left(\frac{a}{V}\right)^2 \frac{a}{g} \left(\frac{r}{a}\right)^{(1-g)} \frac{\mathrm{d}I_N(r)}{\mathrm{d}r}\bigg|_{\delta = \Delta\left(\frac{r}{a}\right)^g} \tag{2}$$

Dabei ist

$$V = a k_0 n_1 (2\Delta)^{1/2} \tag{3}$$

der normierte Frequenzparameter des LWL, a der Kernradius, g der Profilexponent, r die Radiuskoordinate und Δ die relative Brechzahldifferenz. In (3) sind k_0 die Wellenzahl und n_1 die maximale Kernbrechzahl des LWL. Die Anwendung von [2] erfordert ein rotationssymmetrisches Brechzahlprofil. Die Forderung, alle Modengruppen sollen die gleiche Modenanzahl haben, wird in der Modenkontinuum-Näherung in [3] und [6] begründet und gibt Auskunft über die Anregung des LWL

$$\frac{(\delta\lambda)}{\lambda_0} \geq \frac{2\Delta}{a k_0 \left(n_1 - \lambda_0 \left(\frac{\mathrm{d}n_1}{\mathrm{d}\lambda_0}\right)\right)}; \tag{4}$$

dabei sind $(\delta\lambda)$ die Senderlinienbreite und λ_0 die Wellenlänge im Vakuum. Die Forderung (4) ist bei allen Lichtquellen, nicht aber beim Einmodenlaser erfüllt.

2. Meßbedingungen

Zur Messung der Nahfelder an realen, konfektionierten, miteinander gekoppelten LWL und zur Bestimmung der MPD wurde ein Meßaufbau mit CCD-Kamera und Mikrorechner verwendet. Den realisierten Aufbau zeigt Bild 1.

Zur Anregung wird der Sende-LWL „überstrahlt". Das bedeutet, die Apertur und der Fleckdurchmesser der Lichtquelle sollen größer sein als numerische Apertur und Kerndurchmesser des LWL. Angeregt wird nach dem Köhlerschen Beleuchtungsprinzip. Die LWL-Koppelstelle ist für Steckverbinder mit unterschiedlichen Stiftdurchmessern ausgelegt. Sie ermöglicht die Realisierung der extrinsischen Fehlerquellen Versatz, Lücke und Kippwinkel der Steckerstifte zueinander. Die LWL-Stirnflächen wurden vor Aufnahme der Nahfelder poliert. Zur Kopplung wurden GI-LWL mit 50/125 µm Kern-/Manteldurchmesser und einer numerischen Apertur von etwa 0,2 verwendet. Ein Teil der LWL zeigt einen zentralen Brechzahleinbruch im Kernbereich. Zur Kopplung wurden immer gleiche LWL-Typen verwendet.

3. Meßergebnisse

Zur Erzielung einer Modengleichverteilung (MGV) im Sende-LWL wurden Fasern mit und ohne zentralen Brechzahleinbruch eingesetzt. Dazu wurden die etwa 1 m langen LWL „überstrahlt". Die ermittelten Nahfeldintensitätsverteilungen zeigt Bild 2. Man erkennt die typischen Verläufe der Nahfelder für GI-LWL mit Potenzprofil mit und ohne Brechzahleinbruch. Die berechneten MPD gibt Bild 3 wieder. Sie zeigen einen annähernd waagerechten Verlauf in Höhe des Wertes 1 der Ordinate. Die Welligkeit im Bereich

Bild 1
Meßplatz

Fortsetzung von Seite 243

2.3. Bestimmung der chromatischen Dispersion

Die Impulsverbreiterung von Monomode-LWL wird durch die chromatische Dispersion, d.h. im wesentlichen durch die Material- und Wellenleiterdispersion, hervorgerufen. Sie wird i.allg. in Picosekunden je Kilometer Lichtwellenleiterlänge und je Nanometer spektraler Breite der Lichtquelle angegeben. Für normale Monomode-Lichtwellenleiter auf der Basis von dotiertem Quarzglas liegt der Nulldurchgang der Dispersion bei etwa 1300 nm. Im Bild 6 ist der Verlauf der chromatischen Dispersion als Funktion der Wellenlänge aufgetragen. Durch spezielle Gestaltung des Brechzahlprofils ist es möglich, den Nulldurchgang in den Bereich des Dämpfungsminimums zu verschieben. Die chromatische Dispersion wird i.allg. mit einer der folgenden beiden Methoden experimentell bestimmt:

- Messung der wellenlängenabhängigen Impulslaufzeit
- Messung der Phasenverschiebung eines sinusförmig modulierten Signals als Funktion der Wellenlänge.

Während für die 1. Methode aufwändige Ramanfaser-Laser bzw. Laserdiodenanordnungen mit definierten Wellenlängen erforderlich sind, sind für das 2. Verfahren Lumineszenzdioden einsetzbar. Daher hat die 2. Methode für die praktische Anwendung große Bedeutung. Daneben kann man an kurzen Lichtwellenleiterproben von einigen Metern die chromatische Dispersion nach einem interferometrischen Verfahren bestimmen. Mit diesem Verfahren kann die Längsgleichmäßigkeit der LWL überprüft werden. Für den späteren Anwender ist der Nulldurchgang und die Einhaltung bestimmter Grenzwerte für die Dispersion in einem vereinbarten Wellenlängenbereich von besonderer Bedeutung.

NaA 147

Dr. rer. nat. *Frank Brode*, VEB Kabelwerk Oberspree, Wilhelminenhofstr., Berlin, 1160

Bild 2. Nahfeldintensitätsverteilung der Sende-LWL

Bild 3. MPD der Sende-LWL

Bild 4. Nahfelder bei axialem Versatz (Lücke) (LWL ohne Brechzahleinbruch)

Bild 5. MPD bei axialem Versatz (LWL ohne Brechzahleinbruch)

Bild 6. Nahfelder bei axialem Versatz (LWL mit Brechzahleinbruch)

Bild 7. MPD bei axialem Versatz (LWL mit Brechzahleinbruch)

Bild 8. Nahfelder bei radialem Versatz

Bild 9. MPD bei radialem Versatz

Bild 10. Nahfelder bei radialem Versatz (Abtastrichtung um 45° gedreht)

der Moden niedriger Ordnung ($\delta/\Delta \leqq 0{,}2$) entsteht durch den nicht idealen Profilverlauf. Bei der Berechnung der MPD im Bereich des Brechzahleinbruchs ergeben sich keine aussagekräftigen Werte. Die Lösungsgleichung (2) ist hier nicht anwendbar. Deshalb wurden P/P_0-Werte $< 0{,}02$ nicht dargestellt. Der Anstieg im Bereich der Moden höherer Ordnung ($\delta/\Delta \geqq 0{,}9$) entsteht durch Leckwellen, die beim „Überstrahlen" des LWL mit angeregt werden. Die Erhöhung des Leistungsspektrums über den Wert 1 hinaus entsteht durch die Normierung auf die maximale Leistung der geführten Moden. Wegen der Profilstörungen und der Leckwellen kann diese Leistung aus dem gemessenen Nahfeld nicht bestimmt werden. Die Ermittlung muß aus einem theoretisch vorgegebenen Nahfeld vorgenommen werden, das bei gleichmäßiger Anregung aller geführten Moden dem Brechzahlverlauf entspricht. Danach stellt die MPD eine MGV dar. Die so berechnete Leistung wird für die Normierung verwendet und ist für die Erhöhung der Modenspektren über den Wert $P/P_0 = 1$ hinaus verantwortlich.

Bei LWL-Kopplungen mit Lücke zwischen den Steckerstiften entsteht die Dämpfung einerseits durch Reflexionsverluste und andererseits durch die Vergrößerung des konisch verlaufenden Abstrahlkegels der Sendefaserfläche. Licht wird am Empfangs-LWL vorbei in den Raum abgestrahlt. Aus diesem Grund treffen vermehrt Lichtwellen, die die Sendefaser unter einem großen Akzeptanzwinkel (Kernzentrum) verlassen, auf die Randbereiche des Kerns der Empfangsfaser auf. Der Akzeptanzwinkel ist hier geringer und die Welle regt keine geführten Moden an. Folglich wird im Bereich der Kern-Mantel-Grenze die Nahfeldintensität bei Vergrößerung der Lücke schnell absinken. Bild 4 zeigt diesen Sachverhalt deutlich. Die entsprechenden MPD sind im Bild 5 dargestellt. Bei einer Lücke von $L = 100\ \mu m$ werden die Moden mittlerer und höherer Ordnung mit geringerem Wirkungsgrad angeregt. Eine Verringerung der Lücke bewirkt nur die Dämpfung der Moden höherer Ordnung. Für $L = 300\ \mu m$ tritt nur eine geringere Anregung aller geführten Moden auf. Lediglich im Bereich von $\delta/\Delta < 0{,}1$ kommt es durch Profilunregelmäßigkeiten zur fälschlichen Anhebung der Modenleistung. Bei einer Kopplung von LWL mit zentralem Brechzahleinbruch hat eine Lücke die gleichen Auswirkungen (Bilder 6 und 7).

Bild 8 zeigt Nahfelder für eine LWL-Kopplung bei radialem Versatz der Steckerstifte zueinander. Die zugehörigen Modenspektren sind im Bild 9 zu sehen. Versatzwerte $x \leqq 6\ \mu m$ führen zur geringen Anregung der Moden im Bereich $\delta/\Delta \geqq 0{,}9$. Die Vergrößerung des Versatzes führt zur Dämpfung aller geführten Moden. Werden LWL mit radialem Versatz gekoppelt, stehen Bereiche größerer lokaler numerischer Apertur des Sende-LWL Bereichen kleinerer lokaler numerischer Apertur des Empfangs-LWL gegenüber. Damit führt nicht alles die Sendefaser verlassende Licht zur Anregung geführter Moden in der Empfangsfaser. Bei großem Versatz steigt die Dämpfung stark an, da die von beiden LWL-Kernen überdeckte Fläche abnimmt. Es kommt zur Aufhebung der Rotationssymmetrie des Nahfeldes. Die Aufnahme des Nahfeldes in einer Richtung, die um 45° zur vorhergehenden gedreht ist, zeigt das deutlich (Bild 10). Die MPD sind im Bild 11 dargestellt.

Die Rotationssymmetrie des Nahfeldes bleibt bis $x \leqq 6\ \mu m$ erhalten. Die Modenspektren weisen kaum Unterschiede auf. Bei größeren Versatzwerten x hat eine Auswertung der MPD keine Berechtigung. Für die Praxis sind Versatzwerte $x \leqq 6\ \mu m$ relevant. Das Verlorengehen der Rotationssymmetrie im Nahfeld ist abhängig vom Grad der Modenkopplung im LWL.

Ist die LWL-Kopplung mit einem Kippwinkel behaftet, existiert

Bild 11. MPD bei radialem Versatz (Abtastrichtung um 45° gedreht)

Bild 12. Nahfelder bei Kippwinkel

Bild 13. MPD bei Kippwinkel

gleichzeitig eine Lücke zwischen den Steckerstiften. Bei einem Stekkerstiftdurchmesser $d = 4{,}5$ mm und einem Kippwinkel $\alpha = 1°$ ist eine Lücke $L = 39$ µm vorhanden. Die Drehachse des Rotationstisches verläuft durch den Kernmittelpunkt des Empfangs-LWL. Mit größer werdendem Kippwinkel geht die Rotationssymmetrie des Nahfeldes verloren. Durch Projektion der LWL-Stirnfläche der Empfangsfaser verringert sich die Ausdehnung der Koppelfläche nur in Richtung des Kippwinkels. Die Bilder 12 und 13 zeigen für verschiedene Kippwinkel Nahfelder und MPD.

4. Zusammenfassung

Die Veränderung der MPD in gekoppelten GI-LWL kann zur Charakterisierung der Verbindungsstelle herangezogen werden. Die Untersuchung von LWL-Koppelstellen mit verschiedenen, extrinsischen Verlustfaktoren führt nicht immer zu eindeutigen Ergebnissen. Bei einem axialen Versatz (Lücke) bleibt die Rotationssymmetrie des Nahfeldes erhalten. Lücken bis $L = 50$ µm bewirken eine Dämpfung der Moden höherer Ordnung. Darüber hinaus werden alle geführten Moden mit geringem Wirkungsgrad angeregt. Die Auswertung der MPD bis zu radialen Versatzgrößen $x = 6$ µm zeigt die Dämpfung Moden höherer Ordnung an. Ein größerer Versatz bedingt eine Unsymmetrie des Nahfeldes, wobei der Grad der Modenkopplung im LWL eine Rolle spielt. Bei Kippwinkeln ist die Interpretation der Meßergebnisse nicht eindeutig. Es treten mehrere extrinsische Verlustfaktoren auf. Hinzu kommt die Störung der Rotationssymmetrie des Nahfeldes.

NaA 146

Literatur

[1] *Grau, G.*: Optische Nachrichtentechnik, eine Einführung. Berlin, Heidelberg, New York: Springer Verlag 1981, S. 353.

[2] *Grau, G.; Lemminger, O.*: Relations between near-field and far-field intensities, radiance and modal power distribution of multimode graded-indes fibers. Applied Optics 20 (1981) 3, S. 457–459

[3] *Rittich, D.*: Bestimmung des Modenspektrums in mehrmodigen LWL. Dissertation, Bergische Universität – Gesamthochschule Wuppertal 1985

[4] *Calzavara, M.; Di Vita, P.; Rossi, U.*: Reliability of a New Method for Measurements of Modal Power Distribution in Optical Fibres with Application to Mode Scrambler Testing. Electronics Letters 17 (1981) 15, S. 543–545

[5] *Daido, Y.*; u.a.: Determination of modal power distribution in graded index waveguides from near-field patterns and its application to differential mode attenuation measurements. Applied Optics. 18 (1979) 13, S. 2207–2213

[6] *Mickelson, A. R.; Eriksrud, M.*: Mode-continuum approximation in optical fibres. Optical Letters. 7 (1982) 4, S. 572–574

Dipl.-Ing. *Eberhard Schmidt*, Technische Hochschule Wismar, Sektion TdE, Philipp-Müller-Str., Wismar, 2400

Untersuchungen an LWL-Steckverbindungen

H. Pohlers, KDT, H.-P. Frenz, W. Brey, KDT, Wismar

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Neben der durch die intrinsischen und extrinsischen Verluste hervorgerufenen Einfügedämpfung bei LWL-Steckverbindungen spielt deren Reflexionsverhalten eine zunehmende Rolle in Monomode-LWL-Übertragungssystemen. Die Reflexionsdämpfung kann durch konstruktive und technologische Maßnahmen beeinflußt werden. Dadurch besteht die Möglichkeit, lösbare LWL-Kupplungen mit befriedigenden Eigenschaften zu realisieren. Gutes Dämpfungsverhalten läßt sich u.a. mit dem Prinzip des optischen Kontakts erzielen, an dessen Realisierung jedoch einige technologische Anforderungen gestellt werden. Die Messung der Reflexionsdämpfung, die nach verschiedenen Verfahren erfolgen kann, zeigt die erzielbaren Werte und weist auf meßtechnische Probleme hin.

1. Auswirkung der Eigenschaften von LWL-Steckverbindungen

Verbindungsstellen, insbesondere Steckverbinder üblicher Konstruktion, in LWL-Strecken sind Inhomogenitäten und bewirken sowohl Einfügeverluste (insertion loss) als auch Reflexionen an den Stoßstellen (return loss). Eine Beeinflussung und Verringerung der Einfügedämpfung ist möglich durch Reduzierung der LWL-bedingten intrinsischen Verlustanteile (z.B. gute Übereinstimmung der Kerndurchmesser, Feldweiten, numerischen Aperturen) und der konstruktiv bzw. technologisch bedingten extrinsischen Faktoren (insbes. geringer radialer Versatz, kleiner Kippwinkel und Stirnflächenabstand der LWL). Reduziert man die intrinsischen und extrinsischen Anteile bis auf vernachlässigbare Werte, so wird die Einfügedämpfung nur noch durch die Reflexionsverluste bestimmt. Reflexionen entstehen an den Glas-Luft-Glas-Übergängen der Steckverbindungen (4% Leistungsreflexion je Übergang, d.h. etwa 0,17 dB Dämpfung) und können i.allg. nicht als konstant angesetzt werden, da durch die Ausbildung eines Fabry-Perot-Resonators zwischen den Reflexionsstellen unkontrollierbare Schwankungen der Einfügedämpfung a_E in Abhängigkeit vom longitudinalen Abstand s entstehen [1]. Damit verbunden sind Größe und Verlauf der an der Stoßstelle reflektierten Lichtleistung, ausgedrückt durch die Reflexionsdämpfung a_R (Einfügedämpfung $a_E = -10 \log R$, Reflexionsdämpfung $a_R = -10 \log (1 - R)$ mit Leistungsreflexionsfaktor R). Der Verlauf von a_E und a_R (Bild 1) zeigt, daß Schwankungen der Einfügedämpfung im Bereich von $0 \cdots 0{,}7$ dB entstehen können und a_R von sehr großen Werten bis auf etwa 8 dB fällt.

Üblicherweise werden die Sendebauelemente in LWL-Übertragungssystemen mit Steckverbindern an die Faser angekoppelt, weitere Koppelstellen (Stecker, Spleiße) im Verlauf der Übertragungsstrecke sind möglich. Eine Koppelstelle bildet zusammen mit der Stirnfläche des Sendebauelements (z.B. Laserdiode) einen externen Resonator sehr großer Länge L_E, verglichen mit der Resonatorlänge eines Halbleiterlasers. Die durch den externen Resonator entstehenden Resonanzen haben einen Abstand $\Delta \lambda_E = \frac{\lambda^2}{2 L_E n_g}$, der wesentlich kleiner ist als der der longitudinalen Lasermoden. So beträgt z.B. $\Delta \lambda_E \approx 10^{-3}$ nm (für Wellenlänge $\lambda = 1$ µm,

Bild 1. Einfüge- und Reflexionsdämpfung einer LWL-Kupplung (theoretischer Verlauf für kohärente Strahlungsquelle) in Abhängigkeit vom longitudinalen Abstand s der LWL-Stirnflächen

Brechzahl $n_g \approx 1{,}5$), wenn die Reflexionsstelle (LD mit LWL-Anschluß und Steckverbindung) 30 cm vom Laserchip entfernt ist. Innerhalb eines longitudinalen Lasermodus von z. B. 0,02 nm Breite entstehen im vorliegenden Beispiel also ≈ 20 Submoden im Abstand von 0,001 nm. Lasermoden und Submoden koppeln miteinander, was zu Emissionsschwankungen des Lasers und damit zu Reflexionsrauschen führt. Da die Kopplung der Resonanzen mit der Kohärenz der Laserstrahlung zunimmt, steigt damit auch das Reflexionsrauschen. Einmodenlaser werden deshalb durch Reflexionen wesentlich stärker beeinflußt, als das bei vielmodigen Lasern der Fall ist.

Nach [2] und [3] sind Reflexionen unmittelbar am Laserchip und damit deren Einfluß auf Rauschen, Spektrum und Konstanz der Laserstrahlung erst vernachlässigbar, wenn bei Monomode-Lasern (z.B. IGL) der Reflexionsfaktor $R < 10^{-7}$ $10^{-8} \mathrel{\widehat{=}} a_R = 70 \cdots 80$ dB und bei Vielmoden-Lasern (GGL) $R < 10^{-4} \cdots 10^{-5} \mathrel{\widehat{=}} a_R = 40 \cdots 50$ dB beträgt.

Die durch Reflexion an einer lasernahen Kupplung ($R = 8\%$) am Laserchip auftretende reflektierte Leistung beträgt nach [4] bei Verwendung einer Monomode-Faser $\approx 10^{-2} \cdots 10^{-3} \mathrel{\widehat{=}} a_R = 20 \cdots 30$ dB und $\approx 10^{-4} \cdots 10^{-5} \mathrel{\widehat{=}} a_R = 40 \cdots 50$ dB bei einem GI-LWL-Anschluß. Daraus ergibt sich, daß bei Monomode-LWL-Systemen in Verbindung mit Einmoden-Lasern (IGL, DFB-LD) starke Beeinflussungen zu erwarten sind, wenn nicht durch besondere Maßnahmen, wie sehr reflexionsarme Stecker oder optische Isolatoren, die reflektierte Strahlung wesentlich (um etwa $40 \cdots 50$ dB) reduziert wird. In Mehrmoden-Systemen, z. B. mit GI-LWL, die mit vielmodigen Lasern (GGL) oder LED betrieben werden, ist die dargestellte Problematik dagegen von untergeordneter Bedeutung.

Da in zunehmendem Maße Monomode-LWL angewendet werden und für die Übertragung hoher Bitraten einmodige Laser geringer spektraler Breite erforderlich sind, ist die drastische Verringerung

Tafel 1. Mögliche Ausführungsvarianten von LWL-Stirnflächen und ihre Eigenschaften
Voraussetzungen: partiell kohärente Strahlung (LD), 0,3 dB als Summe der intrinsischen und extrinsischen Verluste angenommen

	Bezeichnung	Variante/Typ	a_E/dB Richtwerte	a_R/dB	Eigenschaften
	nicht definierter Luftspalt		$0{,}3 \cdots 1$	$8 \cdots > 30$	große Schwankungen von a_E und a_R im praktischen Betrieb durch Resonatoreffekt schlechte Reproduzierbarkeit der Parameter geringe Reflexionsdämpfung Zerkratzen der LWL-Stirnflächen
b	definierter Luftspalt	s	$0{,}3 \cdots 1$ (LED 0,65)	$8 \cdots > 30$ (LED ≈ 11)	befriedigende Konstanz der Parameter nur bei LED-Strahlung, sonst wie a kein Zerkratzen der LWL-Stirnflächen
	konkaver Anschliff		$0{,}3 \cdots 1$ (LED 0,65)	$8 \cdots > 30$ (LED ≈ 11)	technologisch aufwendig befriedigende Konstanz der Parameter nur bei LED-Strahlung, sonst wie b kein Zerkratzen der LWL-Stirnflächen
d	Indexanpassung	$\approx n_K$; n_K; n_K; s	0,3	> 35	unkontrollierte Veränderung der Immersionsflüssigkeit zur Indexanpassung komplizierte Konstruktion und Handhabung im Betrieb kein Zerkratzen der LWL-Stirnflächen
	Wellenwiderstands-Anpassung (Vergütung)	$\lambda/4$; n_K; n_0; n_K; $n_d = \sqrt{n_0 \cdot n_K}$	0,3	> 20	technologisch aufwendige teure Vergütung Zerkratzen der LWL-Stirnflächen, geringe Lebensdauer Wellenlängenabhängigkeit der Parameter
f	optischer Kontakt	F; F; definierte Kraft F	0,3	> 30	technologisch aufwendig Zerkratzen der LWL-Stirnflächen sehr gute a_E- und gute a_R-Werte
g	optischer Kontakt	F; F; definierte Kraft F	0,3	> 30	technologisch aufwendig geringere Staubempfindlichkeit als f sonst wie f
h	Schrägschliff (12°)	x; s	0,7	> 55	technologisch wenig aufwendig kein Zerkratzen der LWL-Stirnflächen sehr gute a_R- und gute a_E-Werte

von Reflexionen notwendig. Die Verhältnisse werden noch bedeutsamer im Zusammenhang mit perspektivischen Heterodynsystemen, bei denen extrem schmalbandige Laser verwendet werden müssen, die z. B. durch spezielle äußere Resonatoren realisiert werden. Hierbei ist meistens die zusätzliche Anwendung optischer Isolatoren zur Reflexionsunterdrückung unerläßlich. Gleiches gilt für die Übertragung analoger Signale mit hoher Bandbreite und ausreichendem Nutz-Störabstand über Monomode-LWL.

2. Vergleich verschiedener Steckverbinder-Konzeptionen

Einige heute übliche Ausführungsvarianten von LWL-Steckverbindern mit Direktkopplung und ihre für das Übertragungsverhalten wichtige Stirnflächengestaltung zeigt Tafel 1. Die sowohl in der Literatur [6] [7] [8] [9] [10] angegebenen als auch durch eigene Untersuchungen ermittelten Werte der Einfügedämpfung a_E und der Reflexionsdämpfung a_R ermöglichen es — bei aller gebotenen Vorsicht eines Vergleichs — einige Schlußfolgerungen zu ziehen.
Die Varianten a bis c zeigen die größten unkontrollierten Dämpfungsschwankungen, wobei besonders a_R sehr geringe Werte (etwa 8 dB) annehmen kann.
Die Variante d weist zwar gute a_E- und a_R-Werte auf, ist jedoch eine „nasse" Verbindung — mit den bekannten Problemen, insbesondere der bisher nicht ausreichend nachgewiesenen Langzeitkonstanz der Immersionsmittel.
Ähnlich gute Parameter zeigt Variante e, sie ist aber technologisch aufwendig und teuer. Außerdem sind a_E und a_R wellenlängenabhängig.
Sehr gute Einfüge- und gute Reflexionsdämpfungen ergeben sich durch Anwendung des optischen Kontakts der LWL (auch als physikalischer oder elastischer Kontakt bezeichnet; Variante f, g). Diese Ausführungsart der Stirnflächen wird zunehmend angewendet [6] [7] [8] [10]. Nähere Untersuchungen zeigen jedoch die technologischen und konstruktiven Probleme. Neben der erforderlichen genauen Stirnflächenbearbeitung ist eine definierte Anpreßkraft einzuhalten, um sicheren Kontakt zu gewährleisten. Außerdem ist die sichere Fixierung (z. B. Einkleben) des LWL im Steckerstift unumgänglich. Dieses Problem ist — wie Untersuchungen zeigen — auch heute noch bei vielen Steckerherstellern nicht befriedigend gelöst. Ein geringfügiges „Wandern" (Herauskriechen, Zurückziehen) der unter Druck stehenden LWL-Enden führt entweder zu ihrer Beschädigung oder zur Verschlechterung des optischen Kontakts. Trotz dieser Probleme ist diese Variante eine interessante Lösung, die im folgenden Abschnitt weiter untersucht wird.
Ein schräger Anschliff der Stirnflächen (Variante h) unter einem Winkel von $\approx 12°$ [9] ergibt sehr gute a_R-Werte bei etwas erhöhter Einfügedämpfung gegenüber Variante f und g. Da sich die Stirnflächen nicht berühren (Abstand s etwa 25 µm), ist diese Ausführung unempfindlich gegen Zerkratzen und geringfügiges Wandern der LWL, wodurch sich die gute Konstanz der Parameter auch nach vielen Steckvorgängen ergibt.

3. Zur Realisierung des optischen Kontakts

Bei LWL-Steckverbindern mit optischem Kontakt stoßen die LWL-Stirnflächen in der Steckverbindung mit einer definierten Kraft aneinander. Die Kraft muß so dimensioniert sein, daß sich die LWL an der Stoßstelle zwar elastisch verformen, aber noch nicht zerstört werden. Dadurch geht der Luftspalt zwischen den LWL-Stirnflächen gegen Null. Aus der AIRY-Formel [11], die den Reflexionsfaktor einer Steckverbindung bei Abstandsänderung der LWL-Stirnflächen beschreibt, geht hervor, daß für eine Reflexionsdämpfung von 30 dB ein Abstand von nur 16 nm realisiert werden muß.
Diese Tatsache deutet bereits die Probleme an, die für Steckverbinder mit optischem Kontakt von entscheidender Bedeutung sind. Die Qualitätsanforderungen an die Steckerstirnflächen sind das wichtigste Kriterium für eine reproduzierbare, hohe Reflexionsdämpfung. Diese Forderungen sind:

- definierter Radius der konvexen Steckerstirnfläche (25 bis 70 mm nach [10] [7])
- minimale Exzentrizität der konvexen Stirnfläche zum LWL-Mittelpunkt ($<$ 50 µm nach [7]).
- exaktes Abschließen der LWL-Stirnfläche mit der Steckverbinder-Stirnfläche
- genügende Oberflächenqualität der geschliffenen und polierten Steckverbinder-Stirnfläche.

Bild 2
Prinzip einer Schleif- und Poliervorrichtung für konvexe Steckerstirnflächen

Bild 3
Prinzip einer Interferenzmeßmethode zur Bestimmung von Radius und Exzentrizität an konvexen Steckerstirnflächen

Bild 4
Beispiel eines Oberflächenprofils einer konvex bearbeiteten Steckerstirnfläche

Bei den genannten Punkten spielt die Forderung nach einer maximal zulässigen Exzentrizität der konvexen Stirnfläche zum LWL-Mittelpunkt eine entscheidende Rolle, denn der höchste Punkt auf der Steckerstirnfläche muß mit dem LWL-Mittelpunkt zusammenfallen. Eine Exzentrizität von 100 Mikrometern führt schon dazu, daß die erreichbare Reflexionsdämpfung auf 17 dB absinkt. da die Zone des optischen Kontakts bereits im Mantelbereich der LWL liegt.
An Steckermodellen wurden erste Untersuchungen hinsichtlich der oben angeführten Forderungen zur Stirnflächengestaltung für Steckverbinder mit optischem Kontakt angestellt. Dabei geht es zum einen um einen geeigneten Schleif- bzw. Polierablauf, um die konvexe Stirnfläche zu realisieren, und zum anderen um die meßtechnische Erfassung der Forderungen. Es werden dabei sowohl Gradientenindex- als auch Monomodefasern eingesetzt.
Im Bild 2 ist das Prinzip einer Schleif- und Poliervorrichtung für konvexe Steckerstirnflächen angegeben. Dabei wird der Steckerstift exzentrisch senkrecht auf eine rotierende Schleif-/Polierscheibe gesetzt. Der Steckerstift rotiert dabei gegensinnig zur Scheibe um seine Längsachse. Der Radius der sich ausbildenden konvexen Steckerstirnfläche wird nun im wesentlichen durch den Anpreßdruck des Steckerstifts auf die Schleif-/Polierscheibe und deren Härte bestimmt. Dessen Exzentrizität zum LWL-Mittelpunkt ergibt sich nur durch die Exzentrizität der Rotationsachse zur LWL-Achse im Steckerstift.
Im Bild 4 wird ein Profil einer mit der beschriebenen Einrichtung bearbeiteten Steckerstirnfläche gezeigt. Der Radius beträgt etwa 65 mm und ist gut reproduzierbar zu erreichen. Als Schleif- bzw. Poliermittel wird Naßschleifpapier (800er Körnung) bzw. Aluminiumoxid verwendet. Die erreichbare Oberflächengüte ist als genügend einzuschätzen. Der gewünschte Radius der Steckerstirnfläche bleibt ab Erreichen der Oberflächengüte erhalten, so daß ein „Überpolieren" der Stecker ausgeschlossen wird. Die Exzentrizität des Radius zum LWL-Mittelpunkt beträgt weniger als 50 µm.
Im Bild 3 wird das Prinzip einer Interferenzmeßmethode gezeigt, mit der die Einhaltung der Forderungen an die Steckerstirnfläche

überprüft werden kann. Dabei wird der zu untersuchende Steckerstift in einer Buchse mit der Stirnfläche an eine plane Glasfläche eines Strahlteilers geführt. Laserlicht bekannter Wellenlänge wird so eingekoppelt, daß zwischen Glasfläche und Steckerstirnfläche ein optischer Resonator entsteht. Durch die Auswertung der sich ausbildenden konzentrischen Kreise aus Interferenzminima und -maxima um den Berührungspunkt Glasplatte — Steckerstirnfläche (höchster Punkt der konvexen Stirnfläche) lassen sich der Radius der Steckerstirnfläche, die Exzentrizität des höchsten Punktes zum LWL-Mittelpunkt, das exakte Abschließen der LWL-Stirnfläche mit der Steckerstirnfläche und die Oberflächenqualität der bearbeiteten Stirnfläche bestimmen.

An Steckermodellen mit optischem Kontakt wurden Reflexionsdämpfungen von 47 dB für Gradientenindex-LWL und von 36 dB für Monomode-LWL gemessen. In der Literatur angegebene Werte für die Reflexionsdämpfung von Steckverbindungen mit optischem Kontakt liegen zwischen 30 und 40 dB [10] [7].

4. Messung der Reflexionsdämpfung

4.1. Meßverfahren

Neben dem von der IEC standardisierten Meßverfahren [12] zur Bestimmung der Reflexionsdämpfung finden sich in der Literatur modifizierte Verfahren.

a) Verfahren nach IEC [12][9]

Dieses Verfahren sieht vor, unter Verwendung eines Richtkopplers sowohl die am Meßobjekt (D1) vorhandene als auch die vom Meßobjekt reflektierte (D2) Lichtleistung zu messen und die Reflexionsdämpfung aus beiden Leistungen unter Berücksichtigung der Dämpfung zwischen Meßobjekt und D2 (Bild 5a) zu berechnen. Dazu ist zunächst das Steckerpaar durch ein Lichtwellenleiterstück der Länge L zu ersetzen, um die Reflexionsdämpfung der Meßanordnung zu bestimmen. Da während der Messung der Detektor D1 mit angeschlossen ist, muß der Anschluß von D1 reflexionsfrei ausgeführt werden. Eine Variation des Meßverfahrens ist in [9] beschrieben und läßt die Messung von Reflexionsdämpfungen von > 55 dB bei Monomode-Lichtwellenleitern zu. Die Dämpfung zwischen den Toren 1 und 3 des verwendeten Richtkopplers betrug 62 dB, der Detektor D1 wurde während der Messung der reflektierten Leistung durch einen reflexionsfreien Abschluß des LWL in Immersionsflüssigkeit ersetzt. Zwischen Richtkoppler und Meßobjekt waren keine Spleißstellen zugelassen.

b) Messung der reflektierten Leistung [13]

Für dieses Meßverfahren wird ein kommerzieller Reflexionsdämpfungsmeßplatz eingesetzt. Gemessen wird nur die reflektierte Lichtleistung am Tor 3 des Richtkopplers (Bild 5b).

Zur Kalibrierung der Meßanordnung wird ein am Ende verspiegelter LWL als Meßobjekt mit einer definierten Reflexionsdämpfung von 0 dB verwendet. Der Stecker ST_M ist Bestandteil des Meßplatzes. Die Kenntnis der Dämpfungsanteile zwischen ST_M und dem Detektor D ist nicht erforderlich. Bei Anwendung dieses Meßverfahrens ist die Reflexionsdämpfung auch bei Verwendung eines herkömmlichen Dämpfungsmeßplatzes direkt ablesbar. Der Meßbereich der in [13] beschriebenen Geräte beträgt für Multimode-LWL 0 bis 40 dB und für Monomode-LWL 0 bis 35 dB.

c) Impulsverfahren

Die beiden oben beschriebenen Meßverfahren werden in ihrem Meßbereich im wesentlichen durch die Dämpfung zwischen den Toren 1 und 3 des Richtkopplers begrenzt. Da für die Untersuchungen nur Y-Faserkoppler mit einer Übersprechdämpfung von etwa 30 dB zur Verfügung standen, wurde das im Punkt 4.1.b beschriebene Meßverfahren modifiziert. Zwischen Koppler und Meßobjekt wurde ein LWL mit einer Länge von ≈ 100 m gespleißt. Die zur Messung verwendeten Lichtimpulse hatten eine Impulsbreite von ≈ 70 ns, so daß aufgrund der Impulslaufzeit eine zeitliche Trennung der vom Koppler und vom Meßobjekt auf den Detektor D fallenden Lichtanteile möglich ist. Der so realisierte Meßbereich liegt mit > 50 dB mehr als 20 dB über der Rückflußdämpfung des Kopplers. In der vorliegenden Form ist lediglich eine oszillografische Messung möglich, da durch das Übersprechen des Y-Kopplers bei Meßwerten von > 40 dB der dem Detektor folgende Verstärker übersteuert wird und der zu messende Impuls in die Ausklingphase der Übersteuerung fällt. Damit führt eine Leistungsmessung selbst bei Berücksichtigung des Meßzeitpunktes zu erheblichen Fehlern.

4.2. Meßergebnisse

Es wurden Meßaufbauten entsprechend Pkt. 4.1.b und 4.1.c praktisch realisiert und damit bei 850 nm Wellenlänge Messungen an Multimode-Steckern durchgeführt. So wurden an einem Steckerpaar bei verschiedenen Steckungen Reflexionsdämpfungen im Bereich von 9,3 dB bis 24 dB gemessen. Der große Schwankungsbereich verdeutlicht die Notwendigkeit, sich diesem Parameter stärker zuzuwenden. Weiterhin wurden Messungen der Reflexionsdämpfung in Abhängigkeit vom Abstand der Steckerstirnflächen durchgeführt. Zu diesen Messungen wurde das Verfahren nach Pkt. 4.1.b mit einer LED als Strahlungsquelle verwendet. Wegen des durch den Koppler auf 30 dB begrenzten Meßbereichs wurden Messungen an speziell bearbeiteten Multimode-Steckern mit dem Impulsverfahren unter Verwendung einer Impulslaserdiode durchgeführt. Die Reflexionsdämpfung eines mit einer Glyzerinimmersion abgeschlossenen Steckers betrug z. B. 45 dB, zwischen einem konvex polierten und einem handelsüblichen Stecker konnte ein optischer Kontakt mit einer Reflexionsdämpfung von 47 dB gemessen werden. Zwischen dem o. g. Stecker und einer Glasplatte konnte mit Einsatz von Immersion ein optischer Kontakt mit einer Reflexionsdämpfung von 53 dB gemessen werden, die Reflexionsdämpfung eines mit 14 Grad schräg angeschliffenen Steckers betrug etwa 55 dB. Diese Meßergebnisse beweisen die Eignung der realisierten Meßanordnung für Multimode-LWL bei 850 nm Wellenlänge.

NaA 151

Bild 5. Meßanordnungen zur Bestimmung der Reflexionsdämpfung
Q Lichtquelle
EKV Einkoppelvorrichtung
RK Richtkoppler
D Detektor
ST Steckverbinder
ZV zeitweilige Verbindung

Literatur

[1] *Pohlers, H.; Frenz, H.-P.:* Beeinflussung der Reflexionsverluste an LWL-Steckverbindern. Nachrichtentech., Elektronik. 36 (1986) 8, S. 284–286
[2] *Kimura, T.; Yamamoto, Y.:* Progress of coherent optical fibre communication. Opt. and Quantum Elektron. 15 (1983) S. 1–39
[3] *Hentschel, Ch.:* Fiber Optics Handbook. Hewlett Packard, 1983
[4] *Unger, H.-G.:* Optische Nachrichtentechnik, Teil II Komponenten, Systeme, Meßtechnik. Heidelberg, Hüthig Verlag, 1985
[5] *Tomimosi, K.;* u.a.: High-Speed Optical Communications, Fujitsu sei. Tech. J. 22 (1986) 4, September, S.
[6] *Essert, R.;* u.a.: Recent Advances in Termination/Polishing Techniques for Single-Mode PFC Contacting Connectors Proc. der LWL-Tagung „Opto '87"
[7] *Shintaki, T.;* u.a.: Highly stable low-insertion- and high-return-loss PC optical fiber connectors Proc. 14. ECOC, Brighton, 1988, S. 599–602
[8] *Hentschel, C.:* Kontaktsicher. elektronicpraxis (1988) 4, S. 141–146
[9] *Janiec, W.:* Die optische Kernzentrierung bei Lichtwellenleiter-Steckverbindern in Multi- und speziell in Monomode-Übertragungssteckern. Teil 1: Laser und Optoelektronik (1987) 2, S. 153–157; Teil 2: Laser und Optoelektronik (1987) 3, S. 283–287
[10] *Suzuki, N.;* u.a.: Low insertion and high return-loss optical connectors with spherically convex-polished end. Electronics Letters, 22 (1986) 2, S. 110–112
[11] *Born, M.; Wolf, E.:* Principles of optics-electromagnetic theory of propagation. interference and diffraction of light. 6. Auflage. Oxford, New York, Toronto, Sidney, Paris, Frankfurt/M.: Pergamon Press 1980
[12] IEC 874-1-Connectors for optical fibres and cables Part 1: Generic specification, 2. Auflage, Genf 1987
[13] Measuring instruments for optical fiber communications systems 1988, Katalog der Fa. Anritsu, S. 96–100

Prof. Dr.-Ing. *Hartmut Pohlers*, Dipl.-Ing. *Hans-Peter Frenz*, Dipl.-Ing. *Wolfgang Brey*, Technische Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik, Philipp-Müller-Straße, Wismar, 2400

Elektrische Charakterisierung von Halbleiterlasern und -modulen für die LWL-Nachrichtenübertragung

W. Hörnlein, J. Sproßmann, Berlin

Mitteilung aus der Akademie der Wissenschaften der DDR, Zentralinstitut für Optik und Spektroskopie

Halbleiterinjektionslaser werden nicht zuletzt wegen der gegenüber Lichtemitterdioden (LED) potentiell größeren elektro-optischen Übertragungsbandbreite, die sich weit in den GHz-Bereich erstreckt, zunehmend als Sendelichtquellen in modernen optischen Kommunikationssystemen eingesetzt. Technologische Entwicklungen zielen u.a. auf die stetige Verbesserung des elektrooptischen Wirkungsgrades und der Chip-Ausbeute. Das hat weltweit eine Vielzahl von unterschiedlichsten Laserchipstrukturen hervorgebracht, die nicht nur solche Parameter wie Schwellstrom, Steilheit der Strom-Licht-Kennlinie oder spektrale Breite beeinflussen, sondern auch die erreichbare Übertragungsbandbreite des Bauelements [1]. Dabei spielen sowohl intrinsische Effekte, wie die durch Ladungsträgerlebensdauer oder innere und äußere Resonatorverluste bedingten, als auch parasitäre Bandbreitenbegrenzungen eine Rolle. Letztere treten z.T. in der Chipstruktur (z.B. sperrende pn-Übergänge zur Strompfadbegrenzung) und z.T. in der äußeren Beschaltung bei der Bauelementekonfektionierung (z.B. Bonddrahtinduktivitäten, Streukapazitäten) auf. Die experimentelle Untersuchung des elektrischen Hochfrequenz-Übertragungsverhaltens und die physikalische Ersatzschaltbildanalyse gestatten es, intrinsische und parasitäre Effekte zu trennen [2]. Daraus ergeben sich wertvolle Hinweise sowohl für die Technologie des Laserchips als auch für den Aufbau von kompletten Lasermodulen, z.B. VQ 150 (VEB WFB) [3]. Laserdynamische Phänomene, die durch nichtstationäre Bilanzgleichungen für Elektronen und Photonen beschrieben werden, wie Kleinsignalresonanz-, Einschwingfrequenz und minimale Anstiegszeit, liegen im GHz- bzw. im Sub-ns-Bereich, so daß ihre Untersuchung im Bereich bis 520 MHz nicht sinnvoll ist. Andererseits liegen die mit der spontanen Ladungsträgerrekombination unterhalb der Laserschwelle verbundenen, charakteristischen Zeitkonstanten τ im Bereich von 1 bis 10 ns. Das entspricht f_0 Frequenzen zwischen 15 und 150 MHz ($f_0 = (2\pi\tau)^{-1}$). Die Bestimmung von τ in Abhängigkeit vom Injektionsstrom (aus der Analyse des elektrischen Ersatzschaltbildes des Laserchips unterhalb der Laserschwelle) erlaubt Rückschlüsse auf die Effektivität der Ladungsträgerinjektion und der inneren Quantenausbeute. Moderne Lichtleiter-Nachrichtenübertragungssysteme, die sich heute im Feldeinsatz befinden verwenden zur Informationsübertragung z.B. 34 Mbit/s bzw. 140 Mbit/s. Nähere Angaben zu Systemkonzeptionen sind in [4] zu finden. Für Bauelemente dieser Systeme sind im angegebenen Frequenzbereich parasitäre Bandbreitebegrenzungen von Interesse, die durch die Architektur des konfektionierten Bauelements (Anordnung im Gehäuse) bedingt sind.

1. Messung des komplexen elektrischen Reflexionsfaktors

Die Impedanz für Laserchips und Module wird aus der Messung des komplexen elektrischen Reflexionsfaktors in Abhängigkeit von der Meßfrequenz f und des Anregungsgleichstromes I (Parameter) bestimmt. Der Meßaufbau für Frequenzen 50 MHz $< f <$ 520 MHz ist im Bild 1 dargestellt. Das Generatorsignal wird in einem 6 dB Teiler symmetrisch auf den Referenzzweig (3) und den Meßzweig (4) aufgeteilt. Das am Leitungsende des Meßzweiges aufgrund der Fehlanpassung der unbekannten Last reflektierte Signal wird vom Richtkoppler (11) in den Sondenzweig B eingekoppelt. Der Betrag des Reflexionsfaktors ergibt sich dann direkt aus dem Verhältnis der Sondenspannungen B/A. Die Phase wird ebenfalls auf den Referenzkanal bezogen.
Wegen der mit abnehmender Frequenz stark zunehmenden Koppeldämpfung der Richtkoppler, wurden die Messungen im Frequenzbereich 2 MHz $< f <$ 180 MHz mit einem modifizierten Meßaufbau realisiert, bei dem die Sonden A und B anstelle der Richtkoppler eingesetzt sind und der Referenzzweig mit einem Absorber abgeschlossen ist. Referenzsonde A mißt dann die Spannung der hinlaufenden Welle und Meßsonde B die Überlagerung von hinlaufender und reflektierter Welle. Betrag und Phase des Reflexionsfaktors ergeben sich dann aus entsprechender Umrechnung. Ein spezieller HF-Meßkopf (HFMK) sorgt für die Einkopplung des dc-Anregungsstroms in die Meßtrasse. Die prinzipielle Mikrostrip-Anordnung, wie sie für Laserchipmessungen benutzt wird, ist im Bild 2 dargestellt. Das Leitungsende ist so gestaltet, daß dort in einer hinreichend definierten Meßebene Kurzschluß, Leerlauf, Anpassung und induktionsarmer Anschluß des zu untersuchenden Laserchips wahlweise und reproduzierbar realisiert werden können.
Um die Störmatrix des HFMK und Unsymmetrien des Aufbaus aus den dadurch fehlerbehafteten Meßwerten zu eliminieren, wird eine sog. Dreifehlerkorrekturmethode benutzt, die von *Senf* u.a. in [5] näher beschrieben wird. Danach ergibt sich der korrigierte komplexe Reflexionsfaktor r_c nach der Formel:

$$r_c = \frac{(r_m - r_o)\,(r_K - r_L)}{2\,(r_L - r_o)\,(r_K - r_o) + (r_m - r_o)\,(2\,r_o - r_L - r_K)}, \qquad (1)$$

wobei r_m der fehlerbehaftete Meßwert der untersuchten Last und r_0, r_k und r_L die gemessenen komplexen Reflexionsfaktoren bei Anpassung, Kurzschluß und Leerlauf in der Meßebene der gesuchten Impedanz sind.
Die gesuchte Impedanz in Abhängigkeit von der Meßfrequenz ergibt sich schließlich aus der Beziehung

$$Z = Z_0\,\frac{(1 + r_c)}{(1 - r_c)}, \qquad (2)$$

wobei Z_0 den Wellenwiderstand des Meßsystems bezeichnet. Meßwerterfassung, Mittelwertbildung über mehrere Meßzyklen, Korrekturrechnung (r_c) und Impedanzberechnung wurden mit Hilfe eines ZX-Spectrum-Rechners und entsprechenden Basicprogrammen ausgeführt.
Der Rechner arbeitet mit dem programmierbaren Vektorvoltmeter BM 552 (Tesla) über ein Standardinterface IMS-2 im Dialogbetrieb, während der programmierbare Signalgenerator TR 0614 (EMG) lediglich frequenz- und spannungsgesteuert betrieben wird.

2. Ersatzschaltbildoptimierung

Zur Auswertung der aus den gemessenen Reflexionsfaktoren berechneten Impedanzverläufen wird ein nichtlineares numerisches Funktionsminimierungsverfahren benutzt, das die Summe der quadratischen Abweichungen zwischen den Beträgen und den Phasen

Bild 1. Meßaufbau komplexer elektrischer Reflexionsfaktor (100 – 520 MHz)
1,2 Meßebene und Meßobjekt Zx; 3,4 Referenz- bzw. Meßzweig; 5 Referenzebene mit Kurzschluß 10; 6 50 Ω-Absorber; 7 Meßsondenaufnehmer; 8,12 Dämpfungsglieder; 11 Richtkoppler; 13 6 dB-Teiler

Bild 2. Hochfrequenzmeßkopf (HFMK) zur Einkopplung des dc-Stroms zur Arbeitspunkteinstellung
1 Chipkondensator; 2 Bondstützpunkt; 3 Laserchip auf Kupferträger; 4 Masse; 5 bis 7 Drossel, Vorwiderstand und Kondensator der dc-Stromspeisung; 8 koaxialer N-Adapter

Bild 3. Ortskurven, Realteile und Imaginärteile der aus den Meßwerten berechneten Impedanzverläufe für ein InGaAsP-RW-Laserchip bei Injektionsströmen von 2, 3, 4, 6 u. 12 mA (von oben nach unten). Laserbetrieb setzt bei einem Strom I_{th} von 33 mA ein. ▶

Bild 4. Meßkurve der quasistatischen differentiellen U/I-Kennlinie des Lasers aus Bild 3. Die Kreuze geben den Realteil der experimentell bestimmten HF-Impedanz für Frequenz $f \to 0$ wieder.

Bild 5. Laserchipimpedanz oberhalb der Laserschwelle
Parameteranpassung: $L = 1{,}34$ nH, $R_s = 4{,}59\ \Omega$ und parallel zur R_s, $C_p = 31{,}4$ pF

der experimentell bestimmten und der modellierten Ersatzschaltbildimpedanzen an bis zu 40 Stützstellen durch Parametervariation der Ersatzschaltbildelemente minimiert. Um Flexibilität bei der Erstellung unterschiedlicher Ersatzschaltbilder (Anwenderfunktion) zu gewährleisten, wurde ein nach *Ehlert* [6] modifiziertes Nelder-Mead-Verfahren gewählt, das sich vor allem durch Ableitungsfreiheit, große Stabilität und gesicherte Konvergenz auszeichnet. Im vorliegenden Anwendungsfall wird dadurch der Nachteil geringer Konvergenzgeschwindigkeit gegenüber anderen Verfahren (z. B. Newton) weitestgehend ausgeglichen. Die gesamte Ersatzschaltbildoptimierung ist auf dem Rechner in einem Pascal-Programm verwirklicht worden, das aus den Teilen

- Ersatzschaltbildkonstruktion und -berechnung,
- dem Iterationsprogramm
- Grafikteil, der Meßwerte und Modellkurven wahlweise in Ortskurven-, Real-, oder Imaginärteildarstellung wiedergeben kann

besteht. Es können Zweipole untersucht werden, die aus bis zu je 8 unterschiedlichen Wirk- und Bildelementen aufgebaut sind.

3. Meßergebnisse

3.1. Laserchipimpedanz

Bild 3 zeigt aus den Meßwerten errechnete typische dc-stromabhängige Ortskurven, Real- und Imaginärteile für ein InGaAsP Laserchip, wie es in Monomodemodulen für 1,3 µm Wellenlänge eingesetzt werden kann. Der Schwellstrom I_{th} bei dem Laserbetrieb einsetzt, beträgt für diesen Chip etwa 30 mA. Alle Kurven zeigen eine sehr ähnliche Form, die in 1. Näherung durch ein Ersatzschaltbild wiedergegeben werden können, das sich aus einem parallelen *RC*-Glied mit vorgeschaltetem Serienwiderstand und serieller Induktivität zusammensetzt und dessen *RC*-Zeitkonstante mit zunehmendem dc-Strom abnimmt. Der Wirkanteil des *RC*-Gliedes kann als differentieller Widerstand des aktiven pn-Übergangs identifiziert werden. Das zeigen auch unabhängige Vergleichsmessungen der quasistatischen differentiellen U/I-Kennlinie nach einem in [7] beschriebenen Verfahren. Die Realteile für $f \to 0$ stimmen sehr gut mit dem Verlauf der differentiellen U/I-Kennlinie überein.

Bild 4 zeigt eine solche Meßkurve und die aus den Impedanzmessungen (Bild 3) bestimmten Realteile für $f \to 0$ (Kreuze). Die differentielle U/I-Kennlinie bzw. der differentielle Diodenwiderstand R_{dg} kann unterhalb des Schwellstroms in weiten Bereichen durch

$$R_{dg} = \frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}I} = R_d + R_a \quad \text{mit} \quad R_d = \frac{m\,\mathrm{k}\,T}{\mathrm{e}} \cdot \frac{1}{I} \tag{3}$$

dargestellt werden, wobei m den Idealitätsparameter und $\mathrm{k}T/\mathrm{e}$ die Temperaturspannung (25 meV bei Zimmertemperatur) bezeichnen.

R_s ist der Bahnwiderstand, da beim Schwellstrom I_{th} die durch R_d gegebene differentielle Fermispannung (Gewinnsättigung) gegen Null geht, ist oberhalb I_{th} der differentielle Diodenwiderstand gleich dem Bahnwiderstand R_s.

Im Bild 5 sind analoge Impedanzkurven für einen Laser des selben Wafers (Bilder 3 und 4) oberhalb I_{th} dargestellt. Das *RC*-Glied ist völlig verschwunden, der Realteil entspricht dem Bahnwiderstand R_s, der mit parasitärer Parallelkapazität C_p belastet ist. Der Imaginärteil ist — bedingt durch die Bonddrahtzuführungen L — induktiv. R_s, C_p und L können aus dem Ersatzschaltbild für $I > I_{th}$ bestimmt werden und bei der Analyse der Impedanzkurven unterhalb I_{th} (Bild 3) als bekannte, konstante Schaltkreiselemente in die Ersatzschaltbilder eingebaut werden.

Für den einfachsten Fall räumlich homogener und zeitlich harmonischer Kleinsignalanregung $I = I_0 + I_1\,e^{i\omega t}$ kann für Doppelheterostrukturen (DHS) mit dünner aktiver Zone (d klein gegen Diffusionslänge der Nichtgleichgewichtsladungsträger) die Lösung der nichtstationären Kleinsignalladungsträgerbilanzgleichung wie folgt aufgeschrieben werden.

$$n_1 = \frac{I_1 \cdot \tau}{\mathrm{e} \cdot \mathrm{V}\,(1 + i\,\omega\,\tau)}, \tag{4}$$

wobei n_1 die Amplitude der modulierten Ladungsträgerkonzentration, $I_1/(e\,V)$ die Amplitude der homogenen Modulationsstromdichte; $w = 2\,\pi\,f$ die Kreisfrequenz und τ die differentielle Trägerlebensdauer sind.

Für die Impedanz des pn-Übergangs folgt mit der Definition von R_d

$$\left(\frac{\mathrm{d}\,\underline{U}}{\mathrm{d}\,\underline{I}}\right) = \frac{R_d}{1+\omega^2\tau^2} - i\,\frac{R_d\cdot\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2}. \qquad (5)$$

Das entspricht der Impedanz eines parallelen RC-Gliedes mit Widerstand R_d und Kapazität $C_d = \tau/R_d$. Das heißt, für die genannten Anregungsbedingungen kann aus den HF-Impedanzen unterhalb der Laserschwelle die differentielle Trägerlebensdauer in Abhängigkeit vom Injektionsstrom bestimmt werden. Aus dieser Abhängigkeit können dann in üblicher Weise für entsprechende theoretische Modelle die Anteile unterschiedlicher Rekombinationsmechanismen an der Ladungsträgerbilanz bestimmt werden. Das Verfahren ist zu anderen z. B. optischen Verfahren der differentiellen Trägerlebensdauermessung eine gute Ergänzung, da hier der komplexe Zusammenhang von Strom und Spannung bzw. Strom und Ladungsträgerkonzentration im gesamten Frequenzbereich betrachtet wird, während in den anderen Verfahren entweder nur die Amplitudenübertragungsfunktion oder die Phasenverschiebung in Abhängigkeit von der Meßfrequenz betrachtet wird. Das entspricht dann entweder dem Verlauf des Realteils oder des Verhältnisses von Imaginär- zu Realteil des $R_d\,C_d$-Gliedes. Es sei an dieser Stelle nur bemerkt, daß optische Vergleichsmessungen von τ zumindest qualitativ zeigen, daß bei räumlich inhomogener Anregung wie sie für die untersuchten Laserdioden typisch ist, die ermittelten τ-Werte systematisch und in Abhängigkeit vom Verhältnis der Stromkontaktstreifenbreite zur Diffusionslänge der Nichtgleichgewichtsladungsträger W/L zu klein bestimmt wird und die Abweichungen vom „idealen" RC-Glied ebenfalls dadurch erklärt werden können.

Bild 6 zeigt anschaulich den Vorteil der Bestimmung der die Rekombination bestimmenden Zeitkonstanten aus Impedanzmessungen: Das Ersatzschaltbild zeigt eindeutig das Vorhandensein zweier, unabhängiger RC-Zeitkonstanten. Sie korrespondieren zu den in diesem Injektionsstrombereich zu beobachtenden anormalen differentiellen U/I-Kennlinien, die auf Shuntströme schließen lassen, und exzessiver nichtstrahlender Rekombination, die aus der Licht/Strom-Kennlinie zu entnehmen ist.

3.2. *Modulcharakteristik*

Es können Laserchips gefunden werden, für die die Impedanz oberhalb des Schwellstromes I_{th} gut durch ein Netzwerk beschreibbar ist, das im wesentlichen durch einen ohmschen Widerstand und eine kleine Serieninduktivität (etwa 1 nH) beschrieben werden kann (s. Bild 5). Damit kann im angegebenen Frequenzbereich bis 520 MHz das Laserlichtsignal als Stromsonde zur Charakterisierung der elektrischen Übertragungseigenschaften des Modulaufbaus eingesetzt werden. Bild 7 zeigt die ersten experimentell bestimmten Impedanzkurven und die numerisch bestimmten Ersatzschaltbildparameter eines dem VQ 150-Modul (WFB) entsprechenden Entwicklungsmusters, wobei der Arbeitspunkt etwa 10 mA oberhalb des Schwellstromes gewählt wurde.

Die deutliche CL-Parallelresonanz bei 327 MHz kann eindeutig der Kapazität des ins Gehäuse integrierten thermoelektrischen Kühlers und der Induktivität der Anodenzuleitung des Laserchips (2 nH) zugeordnet werden, die etwa ein Drittel der Länge der Kathodenkontaktzuleitung (6 nH) beträgt. Der Wirkanteil faßt die Verluste zusammen bzw. ist Ausdruck für die Güte des Sperrkreises. Der in hinreichender Entfernung von der Resonanzstelle nahezu konstante Realteil von 3,8 Ω gibt den Bahnwiderstand der Laserdiode wieder. Die Resonanzstelle liegt hinreichend oberhalb der für 34 Mbit/s-Systeme erforderlichen oberen Grenzfrequenz und kann durch Reduzierung der Bonddrahtlängen und der parasitären Kapazität leicht zu höheren Frequenzen verschoben werden.

NaA 148

Bild 7
Kleinsignalimpedanz eines Entwicklungsmusters vom Typ VQ 150 im Laserbetrieb, oberhalb I_{th} mit parasitärer Parallelresonanz bei 326 MHz: Startwerte, iterierte (*) Parameter, Ersatzschaltbild

Bild 6
Ortskurve (a), Realteil (b), Imaginärteil (c) der Chipimpedanz sowie iterierte Parameter des Ersatzschaltbildes eines Laserchips (bei I = 2 mA), dessen differentielle U/I-Kennlinie einen parasitären Shuntstrom und dessen Strom/Lichtkennlinie exzessive nichtstrahlende Rekombination bei diesem Injektionsniveau erkennen lassen.

Literatur

[1] *Linke, R. A.:* Direct gigabit modulation of injection lasers: Structure dependent speed limitations. J. Lightwave Techn. LT-2, (1984) 1, S. 40–43
[2] *Tucker, R. St:* High-Speed Modulation of Semiconductor Lasers. J. Lightware Techn. LT-3, (1985) 6, S. 1180–1192
[3] VQ 150 Infrarotlasermodul. Bauelementeinformation des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin, 1/11.87 bis 18/11.87
[4] *Kube, E.:* PCM — Übertragungssysteme mit Lichtwellenleitern. Nachrichtentechn., Elektron. 36 (1986) 8, S. 287–289
[5] *Senf, W.; Werner, C.:* Rechnergestützte Entwicklung von Hybrid-Höchstfrequenzschaltung. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 8, S. 318–323
[6] *Ehlert, J.:* Die Verfahren zur Funktionsminimierung im PP NUMATH. Report R-MATH-08/83 AdW der DDR, Institut für Mathematik
[7] *Barnes, P. A.; Paoli, T. L.:* Derivative Measurements of the Current-Voltage Charakteristics of Double-Heterostructure Injection Lasers. IEEE J. Quantum Electr. QE-12 (1976) 10, S. 633

Dipl.-Phys. *W. Hörnlein*, AdW der DDR, Zentralinstitut für Optik und Spektroskopie, Rudower Chaussee 5, Berlin, 1199
Cand.-Ing. *Jens Sproßmann*, Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Elektronik, Invalidenstr. 110, Berlin, 1040

Grundgedanken für ein Beratungssystem zur rechnergestützten Zuverlässigkeitsanalyse im Entwicklungsprozeß

T. Pohley, KDT, Wismar

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Von Erzeugnissen der Nachrichtenelekrronik wird ein hohes Zuverlässigkeitsniveau gefordert, das nur gesichert werden kann, wenn die Zuverlässigkeit in allen Phasen der Lebensdauer eines Erzeugnisses bewußt beachtet wird (s. Bild 1). Der Schwerpunkt der Zuverlässigkeitsarbeit verlagert sich immer mehr nach „vorn", d.h. in die Phasen der Konzeption und der Entwicklung. Die Möglichkeiten die Zuverlässigkeit zu beeinflussen, nehmen in den weiteren Lebensabschnitten des Erzeugnisses ab. Die relativen Kosten für die Fehlerbehebung steigen logarithmisch an.
Von den Funktions-, Umgebungs- und Zuverlässigkeitsanforderungen ausgehend sind vom Entwicklungsingenieur wiederholt Zuverlässigkeitsanalysen für das System durchzuführen, um einerseits festzustellen, welche Zuverlässigkeit das konzipierte System erreichen kann, wenn es aus Elementen vorgegebener Zuverlässigkeit gefertigt werden soll, bzw. andererseits herauszufinden, welches Systemkonzept zu wählen ist, um mit den Elementen vorgegebener Zuverlässigkeit die gestellten Zuverlässigkeitsanforderungen zu erreichen (Bild 1).
Es wird gezeigt, wie für die Zuverlässigkeitsanalysen ein Nutzerberatungssystem angewendet werden kann, bei dem bekannte Analyseverfahren durch wissensbasiert realisierte Komponenten erweitert werden.

1. Entwicklungsstand

Eine generelle Methode für die Zuverlässigkeitsanalyse wird in [1] von der IEC vorgeschlagen.
Die algorithmische Lösung der dazu notwendigen Teilaufgaben ist aufgrund des komplexen Charakters der Gesamtaufgabe nicht möglich (Bild 2). Bisher ist der Rechnereinsatz weitgehend auf die Unterstützung der quantitativen Zuverlässigkeitsanalyse ausgerichtet. Stand der Technik sind rechnergestützte Arbeitsplätze, deren grundsätzlicher Aufbau aus Bild 3 hervorgeht [2] [3] [4] [5].
Zu den Hauptbestandteilen eines derartigen Arbeitsplatzes gehören:

- eine Datenbank, in der alle spezifischen Bauelementedaten (z.B. Anzahl der Pins und Gates, Gehäusetyp, Technologie und Grundausfallrate) erfaßt werden
- ein Algorithmus zur Berechnung geeigneter Zuverlässigkeitskennwerte (z.B. Systemausfallrate λ_S, Überlebenswahrscheinlichkeit des Systems $R_S(t)$ oder Systemverfügbarkeit V_S)
- ein Editor, mit dem die anwendungsspezifischen Daten (z.B. Streßfaktor, Umweltbedingungen) und die Zuverlässigkeitsstruktur für das zu untersuchende System erfaßt werden.

Die Zuverlässigkeitsstruktur wird entweder als Zuverlässigkeitsersatzschaltung [2] [3] oder als Fehlerbaum [4] eingegeben. Die Berechnung der entsprechenden Zuverlässigkeitskenngrößen erfolgt auf der Grundlage des Booleschen Zuverlässigkeitsmodells oder — bei Systemen mit mehr als zwei Zuständen (bzw. nicht monotonen Systemeigenschaften) — mit Hilfe des Markovschen Zuverlässigkeitsmodells. Dabei wird das interessierende System (oder, allgemeiner, der interessierende Prozeß) durch Zustandsübergangsgraphen modelliert [5].
In den Fällen, in denen analytische Verfahren versagen oder zu zeitaufwendig werden, besteht die Möglichkeit, die Simulation anzuwenden [6] [7].

Bild 2
Zuverlässigkeitsanalyse nach [1]

Bild 3
Rechnergestützte Zuverlässigkeitsprognose

Bild 1. Zuverlässigkeitsauswirkungen in den Phasen der Konzeption und Entwicklung [11]

Bild 4. Aufbau des Beratungssystems [8]

Bild 5. Ablaufsteuerung für die Zuverlässigkeitsanalyse

2. Zielstellung

Von der Rechnerstützung bisher weitgehend ausgeklammert sind die übrigen im Bild 2 angegebenen Teilaufgaben, insbesondere die

- qualitative Zuverlässigkeitsanalyse
- Wahl des geeigneten Zuverlässigkeitsmodells für das zu untersuchende System
- Konstruktion des Zuverlässigkeitsmodells
- Unterbreitung von Vorschlägen für Therapiemaßnahmen bei Nichterreichen der gestellten Zuverlässigkeitsanforderungen (z.B. Unterlastung bzw. Vorbehandlung der Bauelemente, Redundanzzuweisung, Fehlerüberwachung, Reparatur).

Diese Teilaufgaben werden weitgehend auf der Grundlage von Ingenieurerfahrung, Intuition oder Versuch und Irrtum ausgeführt. Sie rechnergestützt durchzuführen, ist das Ziel der Erweiterung existierender Analyseverfahren durch wissensbasiert realisierte Komponenten.

Der Schwerpunkt liegt dabei beim „Zuverlässigkeitsgerechten“ Entwurf eines technischen Systems. Im Unterschied dazu betreffen die bisher vorgestellten Anwendungen von wissensbasierten Systemen in der Zuverlässigkeit zum überwiegenden Teil Diagnoseaufgaben [8] [9].

3. Entwicklungskonzept

Der grundsätzliche Aufbau des Beratungssystems geht aus Bild 4 hervor [8].

Hauptbestandteil ist die Wissensbasis, die im wesentlichen folgendes enthält:

- statisches Expertenwissen z.B. in Form von Regeln
- dynamisches Faktenwissen über die Aufgabenstellung, den Aufbau und das Verhalten des Systems und seiner Elemente aus der Sicht der Zuverlässigkeit

sowie die zusätzlichen Wissensquellen:

- eine Datenbank, in der die spezifischen Daten der Betrachtungseinheiten (Grundausfallraten und technisch-technologische Daten der Bauelemente, Baugruppen, Geräte) erfaßt werden
- Programme, z.B. zur Berechnung der einsatzspezifischen Ausfallraten der Bauelemente, der gesuchten Zuverlässigkeitskenngrößen (Systemausfallrate λ_S, Systemzuverlässigkeit R_S (t), Systemverfügbarkeit V_S u.a.) und der Importanzmaße.

Das Steuersystem besteht aus folgenden Komponenten [8]:

- Problemlösungskomponente, die unabhängig von der jeweiligen Aufgabenstellung existiert und die Funktion hat, Regeln aus der Wissensbasis zur Anwendung zu bringen, bis das gewünschte Ziel erreicht ist.
- Dialogkomponente, die den Dialog mit dem Nutzer führt
- Erklärungskomponente, die die Vorgehensweise des Systems für den Nutzer und Experten nachvollziehbar macht
- Wissenserwerbskomponente, die es dem Experten (Entwicklungs- und Zuverlässigkeitsingenieur) ermöglicht, sein Wissen in das Beratungssystem einzugeben und gegebenenfalls später zu ändern.

Generelle Probleme beim Aufbau des Beratungssystems sind die Ablaufsteuerung und die Wissensmodellierung (Wissensrepräsentation und -erwerb).

Die Ablaufsteuerung enthält das Wissen über die richtige Vorgehensweise bei der Zuverlässigkeitsanalyse. Die Analyseaufgabe wird entsprechend der im Bild 2 angegebenen Methode in vollständig formalisierbare Teilaufgaben zerlegt (Bild 5).

Für das Gerät, die Baugruppe usw. (in der Zuverlässigkeitsanalyse als „System“ betrachtet) werden nacheinander die jeweils geeigneten Methoden zur qualitativen und quantitativen Analyse — unter Berücksichtigung der vom Nutzer vorgegebenen Systemanforderungen und -bedingungen — zur Anwendung gebracht. Ziel der qualitativen Analyse ist die Ermittlung des Zuverlässigkeitsmodells (Zuverlässigkeitsstruktur des Systems). Dabei können grundsätzlich zwei Wege beschritten werden:

- induktive Analyse (Fehlerarten- und -effekte-Analyse), die die Auswirkungen von Ausfällen der einzelnen Elemente (z.B. Baugruppen eines Geräts oder Bauelemente einer Baugruppe) auf das übergeordnete System (Baugruppe oder Gerät) untersucht.
- deduktive Analyse (Fehlerbaumanalyse), die mögliche Systemausfälle auf ihre Ursachen (z.B. Primärausfälle der Elemente) zurückzuführen sucht.

Der Unterschied zwischen beiden Wegen liegt in der Analyserichtung. In beiden Fällen ist es möglich, die Zuverlässigkeitsstruktur in Form eines Fehlerbaums, bei dem die logischen Verknüpfungen der „Basisereignisse“ zum Eintreten des „Hauptereignisses“ geometrisch in einem gerichteten Graphen mit Baumstruktur dargestellt werden, zu generieren.

Der Fehlerbaum kann bei der quantitativen Analyse in geeigneter Weise sowohl für die analytische als auch die simulative Bestimmung der Zuverlässigkeitskenngrößen verwendet werden [7]. Durch Berechnung der Importanz kann die Ermittlung von Schwachstellen im System vereinfacht werden. Geeignete Therapiemaßnahmen bei Nichterreichen der Zuverlässigkeitsanforderungen finden sich entweder in der statischen Wissensbasis oder werden während der qualitativen Analysen (z.B. bei der Fehlerarten- und -effekte-Ana-

lyse durch Angabe von Möglichkeiten zur Kompensation eines Elementeausfalls) in der dynamischen Wissensbasis abgelegt.
Das Beratungssystem kann unter Verwendung von Software-Entwicklungswerkzeugen realisiert werden, deren Auswahl sich orientiert an:

- Einsatzbereich bzw. Entwicklungsaufwand (Bild 6)
- Lauffähigkeit auf PC, Arbeitsplatzrechner oder Großrechner
- Entwicklungskosten [9].

Einen guten Kompromiß bildet der Einsatz von sogenannten Shells (Expertensystemrahmen), der eine verhältnismäßig schnelle Realisierung eines Prototyps auf dem PC bei vertretbaren Entwicklungskosten ermöglicht. Das Entwicklungskonzept sieht in der ersten Phase den Einsatz des Shells vor.
Die zentrale Aufgabe beim Aufbau des Beratungssystems ist die Wissensmodellierung. Bei der Verwendung eines Shells reduziert sich diese Aufgabe auf den Wissenserwerb: das verfügbare Wissen (Definition des Systems und der Systemanforderungen, Ausfallanalyse des Systems, Möglichkeiten zur Kompensation der Ausfälle) muß so transformiert werden, daß es der durch den Shell vorgegebenen Wissensrepräsentationsform (z.B. Produktionsregeln, Prädikatenlogik, Frames) entspricht.
Der Großteil der entwickelten Shells basiert auf Produktionsregeln der Form „Wenn Bedingung Dann Aktion" und unterstützen den deduktiven Wissenserwerb: Der Fehlerbaum kann direkt als Regelbaum in der Wissensbasis abgelegt werden, erfordert aber einen hohen Aufwand bei seiner Entwicklung.
Der Aufwand kann durch die Verwendung induktiver Shells, die den Wissenserwerb im Dialog des Nutzers bzw. Experten mit dem Rechner ohne explizite Formulierung der Regeln ermöglichen, reduziert werden [10]. Die benötigten Regeln werden dabei durch die Auswertung des über die Dialog- und Wissenserwerbskomponente geführten Dialogs vom System selbst generiert.
Zur Realisierung des Beratungssystems muß der verwendete Shell eine Datenbank bzw. eine Schnittstelle zu einem Datenbanksystem sowie zu externen Berechnungsprogrammen besitzen.

4. Schlußbemerkungen

Die Realisierung des Beratungssystems für die Zuverlässigkeitsanalyse unter Verwendung wissensbasierter Komponenten erfordert eine gründliche Aufbereitung bekannter und z.T. etablierter Zuverlässigkeitsanalyseverfahren. Das betrifft insbesondere die bisher weitgehend intuitiv durchgeführten qualitativen Analyseschritte zur Entwicklung des Zuverlässigkeitsmodells.
Bei der Entwicklung eines Prototyps auf der Basis von Shells ist zu untersuchen, ob die mit dem Shell vorgegebenen Formen der Wissensrepräsentation und des Wissenserwerbs sowie Möglichkeiten zur Gestaltung der Nutzerschnittstelle (Nutzerakzeptanz) für die

Bild 6
Zusammenhang zwischen Einsatzbereich und Entwicklungsaufwand beim Expertensystem-Entwicklungswerkzeug [9]

KI-Programmiersprachen
z.B. LISP, PROLOG
Wissensrepräsentationssprachen
z.B. KEE, ART, BABYLON
Shells für Problemklassen
z.B. Med 2 (Diagnose)
XCON (Konfiguration)
Einsatzbereich →
Entwicklungsaufwand →

Problemlösung ausreichend sind, bzw. speziellen Anforderungen an das Entwicklungswerkzeug sich bei der Zuverlässigkeitsanalyse ergeben.

NaA 152

Literatur

[1] IEC-Publikation: Analyse-Techniken für die Systemzuverlässigkeit – generelle Überlegungen zur Zuverlässigkeits-/Verfügbarkeits-Analyse-Methodologie. Entwurf des TC 56 von 1986.
[2] *Schubert, H.:* Handbuch Entwurfszuverlässigkeit elektronischer Geräte. TH Wismar 1986
[3] CARP – Computer Aided Reliability Predicition. Benutzerhandbuch, ETH Zürich, Institut für Elektronik 1988
[4] *Feo, Thomas:* PAFT F 77, Program for the Analysis of Fault Trees. IEEE Trans. on Reliability, R-35 (1986) 1, S. 48–50
[5] *Farkas, G.:* Computergestützte Berechnung der vorausgesagten Zuverlässigkeit. Fachtagung KomCom '89, Dresden, Februar 1989, Vortrag G 5, Kurzreferate S. 68
[6] *Bemmann, H. B.; Spannaus, R.:* Zuverlässigkeitssimulation hierarchischer Systeme – Vergleich der Ergebnisse zweier unterschiedlicher Zustandsmodelle. Nachrichtentech., Elektron., 32 (1982) 6, S. 254–257
[7] *Pohley, T.:* Hardware-Simulator zur Bewertung der Zuverlässigkeit technischer Systeme. Nachrichtentech., Elektron., 36 (1986) 8, S. 304–307
[8] *Puppe, F.:* Diagnostisches Problemlösen mit Expertensystemen. Berlin, u. a.: Springer 1987. S. 257
[9] *Krebs, V.:* Wissensmodellierung bei Diagnose-Experten-Systemen, 33. Intern. Wissensch. Kolloquium TH Ilmenau, 1988 Vortragsreihe „Technische Kybernetik/Automatisierungstechnik", Heft 1, S. 185–188
[10] *Brosda, V.; Hebisch, U.; Kupka, I.:* Projekte zu Expertensystemen. Informatik-Bericht 88/1, 1988, Inst. f. Informatik der TU Clausthal
[11] *Elster, K. J.; Mangelsdorf, D.; Zscherpe, E. C.:* Produktqualität und Qualitätssischerung von Anfang an. telecom report (1986) 9, S. 470–477

Dr.-Ing. *Torsten Pohley*, Technische Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik, Philipp-Müller-Str., Wismar, 2400

Konzentriertes Rechnernetz auf der Basis des 32-bit Busstandards IEEE 896 FUTUREBUS

W. Winter, KDT, Wismar

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Konzentrierte Mehrrechnersysteme nutzen bisher vorrangig das Prinzip der Speicherkopplung, während Rechnernetze auf der Botschaftskopplung beruhen. Ein weiterer Unterschied zwischen beiden Systemstrukturen besteht gegenwärtig im Standardisierungsgrad ihrer Hard- und Software-Schnittstellen. Rechnernetze wurden mit dem Ziel der Offenheit für unterschiedliche Nutzer frühzeitig standardisiert. Konzentrierte Mehrrechnersysteme dagegen sind zur Zeit fast ausnahmslos geräte- oder applikationsbezogen strukturiert. Ausgehend von den bei der Standardisierung lokaler Netze gewonnenen Erfahrungen wird jedoch seit einigen Jahren versucht, sie ebenfalls mit offenen, einheitlichen Schnittstellen auszustatten. Am weitesten vorangeschritten sind diese Bemühungen gegenwärtig beim Message-Passing-Konzept auf der Basis des 32-bit-Busstandards MULTIBUS II [2] [3]. Allgemein werden im Rahmen der Standardisierung folgende Systemmerkmale angestrebt:

- Prozeßkopplung durch Botschaftstransfer über ein aktives, speicherbehaftetes Transportsystem (als Ergänzung oder anstelle der Speicherkopplung)
- Strukturierung der Kommunikationsprotokolle analog zu den Festlegungen des OSI-Referenzmodells
- Realisierung der physikalischen Ebene durch standardisierte 32-bit-Bussysteme (MULTIBUS II, VME-Bus, NuBus, FUTUREBUS)
- Einbindung der Kommunikationssoftware in die Knotenbetriebssysteme der gekoppelten Rechner und Bereitstellen von SEND-RECEIVE-Prozeduren auf Applikationsebene, sowie eines ver-

Bild 1. Hardwarestruktur des konzentrierten Netzes

Bild 2. Leitungsbündel und Signale des 32-bit-Busstandards IEEE 896 FUTUREBUS
x) im konzentrierten Netz nicht benutzt

teilten BIOS für die systemübergreifende Nutzbarkeit lokaler Standardperipherien

- weitgehende Unabhängigkeit von den Betriebssystemen und Prozessoren der Knotenrechner.

Aufgrund der funktionellen und strukturellen Gemeinsamkeiten mit räumlich verteilten Rechnernetzen werden Mehrrechnersysteme mit diesen Merkmalen auch als konzentrierte Netze bezeichnet. Sie eignen sich insbesondere wegen ihrer Modularität, der Offenheit gegenüber dem Einsatz neuer Prozessortypen und der Anpaßbarkeit an differenzierte Anwenderforderungen sehr gut als Basisentwicklung für unterschiedliche Aufgaben der raumgeteilt parallelen Datenverarbeitungs- und Steuerungstechnik. Ausgehend von dieser Überlegung wurde an der TH Wismar ein experimentelles konzentriertes Netz entwickelt, dessen Aufbau und Arbeitsweise in den folgenden Abschnitten näher erläutert werden.

1. Hardwarestruktur und Funktionsprinzip

Im Bild 1 wird der Aufbau des konzentrierten Netzes gezeigt. Es besteht aus bis zu 16 über ein aktives Transportsystem nach dem Botschaftsprinzip miteinander gekoppelten Rechnern. Das Transportsystem wird auf Hardware-Ebene durch Kommunikationsmodule (KM), die über einen Multiplexkanal miteinander verbunden sind, gebildet. Jeder der gekoppelten Rechner ist an eines dieser Module angeschlossen.

Der Kanal basiert auf dem 32-bit-Busstandard IEEE 896 FUTUREBUS, dessen besondere Kennzeichen das Fehlen zentraler, aktiver Baugruppen und die ausschließliche Nutzung asynchroner Protokolle sind. Die Kommunikationsmodule enthalten jeweils einen Message-Transmit-Controller (MTC), einen Message-Receive-Controller (MRC) und einen Arbitrations-Controller (ARC). Die MTC und MRC dienen neben der logischen und elektrischen Anpassung an den Kanal vor allem der zeitlichen Entkopplung der Rechner vom Transferprozeß. Sie verfügen dafür über FIFO-Speicher mit jeweils 1024 bytes Kapazität zur Aufnahme abgehender bzw. ankommender Botschaften. Ihre rechnerseitigen Interfaces können je nach angeschlossenem Rechner mit 8-, 16- oder 32 bit Datenbreite realisiert sein. Kanalseitig wird stets mit einer Datenbreite von 32 bit gearbeitet. Die Zugriffe zum Kanal werden durch die Arbitrations-Controller koordiniert. Sie bilden ein verteiltes Arbitrationsnetzwerk mit asynchroner und vollständig dezentralisierter Steuerung.

Hat ein Rechner den Auftrag, Daten an einen anderen zu senden, so trägt er sie in den FIFO des ihm zugeordneten MTC ein und beauftragt ihn mit der Übertragung an den Zielrechner. Der MTC fordert daraufhin selbständig beim ARC den Kanal an (/CRQ) und überträgt nach dessen Zuweisung (/CACK) die im FIFO stehenden Daten zum MRC des Zielrechners. Sobald die Daten dort vollständig vorliegen, wird der Zielrechner durch Interrupt (R-INT) davon in Kenntnis gesetzt und übernimmt sie in seinen Arbeitsspeicher.

Neben der Übertragung an jeweils einen bestimmten Zielrechner bietet die Hardware darüber hinaus die Möglichkeit der gleichzeitigen Übertragung an alle Rechner des Systems (Broadcast-Modus).

1.1. Multiplex-Kanal auf der Basis des Standards IEEE 896 FUTUREBUS

Der FUTUREBUS [4] [5] [6], dessen Aufbau im Bild 2 zu sehen ist, wurde als zukunftsorientierter 32-bit-Busstandard mit Multimasterfähigkeit von einer firmenunabhängigen Arbeitsgruppe entwickelt.

Folgende Vorzüge motivieren seinen Einsatz als Basis für ein konzentriertes Netz:

- Fehlerüberwachung während der Kommunikation und der Arbitration durch Paritätsbits
- Zeitüberlappung von Arbitration und Kommunikation
- hohe Zuverlässigkeit durch Verzicht auf aktive zentrale Baugruppen und die Nutzung von Open-Collector-Treibern
- zeitoptimales Zusammenwirken von Baugruppen unterschiedlicher Arbeitsgeschwindigkeit durch ausschließlich asynchrone Protokolle.

Als Nachteil der gegenwärtig verfügbaren Busspezifikation ist insbesondere gegenüber dem MULTIBUS II das Fehlen eines Message-Passing-Protokolls zu nennen. Für das konzentrierte Netz mußte

Bild 3. Message-Trans mit-Controller MTC
MA 3-0: steckplatzabhängige Moduladresse; Adreßregister DAR

Bild 4. Message-Receive-Controller MRC

dieses Protokoll darum zusätzlich festgelegt werden. Als weitere Modifikation wurde die Anzahl koppelbarer Rechner durch die Definition von 4-bit-Moduladressen und eine entsprechende Verkleinerung des Prioritätsbusses auf 16 beschränkt.

1.2. Transmit- und Receive-Controller

Die Bilder 3 und 4 zeigen den Aufbau der im experimentellen Netz eingesetzten Controller. Ihr rechnerseitiges Interface entspricht dem üblicher 8-bit-Peripherieschaltkreise. Die Datenbreite von 8-bit wurde gewählt, da sie den Anschluß von 8-, 16- oder 32-bit-Rechnern erlaubt.

Kanalseitig werden die für den Message-Transfer erforderlichen FUTUREBUS-Signale bereitgestellt. Zusätzlich wird den Controllern über das kanalseitige Interface eine steckplatzabhängige Moduladresse MAO-3 zugeordnet, die beim Botschaftstransfer den Absender bzw. Empfänger kennzeichnet und bei der Arbitration als modulspezifischer Prioritätswert dient.

Die MTC und MRC enthalten jeweils folgende vom zugeordneten Rechner wahlfrei adressierbare Baugruppen: einen FIFO-Speicher (T-FIFO, R-FIFO), ein Ziel- bzw. Quellenadreßregister (DAR, SAR), ein Statusregister und eine im Prozessor-Interface enthaltene Reset-Logik zur programmgesteuerten Initialisierung. Der MTC verfügt zusätzlich über eine Start-Stop-Logik.

Die FIFO-Speicher dienen als Datenpuffer und passen gleichzeitig die Datenformate der zugeordneten Rechner an das 32-bit-Format des Kanals an. Die Organisation des Sende-FIFOs (MTC) ist prozessorseitig (write only) $1024 \times (8+1)$ und kanalseitig (read only) $256 \times (32+4)$. Jedem Byte ist ein Paritätsbit zugeordnet. Die Paritätsbits werden beim sequentiellen Beschreiben des FIFOs durch einen entsprechenden Generator, erzeugt. Der Empfangs-FIFO (MRC) wird über den Kanal im Format 256×32 beschrieben und ist prozessorseitig byteweise (1024×8) lesbar. Die Auswertung der vom MTC zusammen mit den Daten gesendeten Paritätsbits erfolgt vor dem FIFO im AD-Interface.

Die Adreßregister DAR (MTC) und SAR (MRC) dienen der Aufnahme der Moduladresse des Ziel- bzw. Quellenrechners. Die Zieladresse wird vor Transferbeginn vom sendenden Rechner in das DAR eingetragen und während der Adressierungsphase des Botschaftstransfers zusammen mit der MTC-Moduladresse auf /AD31-/AD16 übertragen. Das SAR des adressierten MRC übernimmt dabei die Adresse des Absenders, wodurch der Empfänger ihn bei verstümmelten Botschaften unabhängig von seiner üblichen Codierung im Botschaftskopf identifizieren kann.

Die Statusregister schließlich registrieren Übertragungsfehler und das Transferende (MTC) bzw. die Ankunft (MRC) von Botschaften. Die zuletzt genannten Ereignisse werden darüber hinaus auch durch die Interrupts T-INT (MTC) und R-INT (MRC) signalisiert.

Eingeleitet wird der Datentransfer zwischen MTC und MRC durch ein Kommando an die MTC-Start-Logik. Der Transferprozeß selbst umfaßt aufeinanderfolgend die Phasen: Kanalanforderung/-Zuweisung, Verbindungsaufbau (Adressierung/Adreßquittung), Datenübertragung und Verbindungsauflösung. Sein Ablauf ist im Abschnitt 2, beschrieben. Alle ausgesandten Adressen und Daten werden von dem jeweils angesprochenen MRC auf Paritätsfehler überprüft. Bei der Feststellung eines Fehlers, notiert er ihn in seinem Statusregister und informiert den sendenden MTC durch Aktivieren des Statussignals /PE (Parity Error) davon. Dieser registriert den Fehler daraufhin ebenfalls in seinem Statusregister und bricht den Transfer ab.

Übertragungsrate

Die beim Datentransfer zwischen MTC und MRC erreichbare Übertragungsrate ist allgemein eine Funktion der Leitungsparameter des Kanals und der Arbeitsgeschwindigkeit der Message-Controller. Im realisierten experimentellen Netz wird sie durch die Zugriffszeit der benutzten FIFO-Speicher von 200 ns begrenzt und beträgt ≈ 15 Mbytes/s. Bei Einsatz schneller Speicher ist ein Maximalwert von 35 Mbytes/s zu erwarten. Wesentlich niedriger liegt die Transfergeschwindigkeit zwischen den Arbeitsspeichern der kommunizierenden Rechner, denn sie wird (bei geringem Verkehrsaufkommen) vor allem durch die zum Füllen und Entleeren der FIFO-Speicher benötigten Zeiten bestimmt. Eine Verringerung dieser Zeiten ist durch Anpassen der prozessorseitigen MTC-MRC-Interfaces und der FIFO-Organisation an die Datenformate der jeweils angeschlossenen Rechner entsprechend Bild 5 möglich.

1.3. Arbitrations-Controller ARC

Im Bild 6 wird der Aufbau der mit dem Arbitrationsbus verbundenen ARC gezeigt. Sie bestehen jeweils aus einem das Arbitrationsprotokoll realisierenden Steuerwerk und einem Arbitrationsnetzwerk. Die notwendige Synchronität aller Steuerwerke wird, da kein Bustakt existiert, durch ein vergleichsweise kompliziertes zyklisches Mehrphasen-Handshake-Verfahren über die Busleitungen AP, AQ und AR (Open-Collector) erreicht. Die ebenfalls Steuerzwecken dienende Leitung /AC wird multivalent u.a. zur systemweiten Signalisierung von Kanalanforderungen und Arbitrationsfehlern genutzt.

Bild 5. Datenfluß bei Anpassung der MTC/MRC an 8-, 16- und 32-bit-Rechner

Bild 6. Arbitrations-Controller ARC

Jedem ARC ist ein steckplatzabhängiger Prioritätswert MA3 ··· MAO zugeordnet. Der Wert entspricht der bei der Kommunikation benutzten Moduladresse. Durch das höchstwertige Bit MA3 werden 2 Prioritätsklassen der Module definiert: MA3 = 1 ···· priorisierte Module (PM), MA3 = 0 ··· Fairness-Module (FM). Die priorisierten Module dürfen sich jederzeit am Arbitrationsprozeß beteiligen, während den Fairness-Modulen die Berechtigung dazu nach einer erhaltenen Kanalzuweisung entzogen wird. Die Arbitrationssperre der FM wird aufgehoben, wenn mindestens ein gesperrtes FM den Kanal anfordert und zum Forderungszeitpunkt keine arbitrationsberechtigten anderen Forderungen existieren. Gestartet wird das Arbitationsprotokoll, sobald mindestens ein MTC über seinen ARC den Kanal anfordert. Wird nach dem Start festgestellt, daß der Kanal ausschließlich von nicht zugriffsberechtigten (gesperrten) Fairness-Modulen angefordert wurde, so stellt das Protokoll zunächst die Zugriffsberechtigung aller FM wieder her und leitet dann seinen eigenen Neustart ein.

Während des Arbitrationsprozesses prägen die sich berechtigt um den Kanal bewerbenden ARC ihren negierten Prioritätswert einschließlich eines Paritätsbits (/ABO) über die Arbitrationsnetzwerke und Open-Collector-Treiber auf die Leitungen /AB4-/ABO des Arbitrationsbusses auf. Dabei wird auf dem Bus das „Verdrahtete ODER“ aller aufgeprägten Prioritätswerte gebildet. Durch bitweisen Vergleich ihres eigenen Prioritätswertes mit dem auf dem Bus liegenden Wert „erkennen“ die Arbitrationsnetzwerke, ob sich ein Modul mit höherer als der eigenen Priorität ebenfalls um den Kanal bewirbt. Ist dies der Fall, so ziehen die betreffenden Netzwerke den von ihnen aufgeprägten Wert zurück. Nach einer

Bild 7
Übertragungsprotokoll (ohne Paritätstest) MA – Moduladresse des Empfängers

Bild 8
Einbindung der Kommunikationsprotokolle in die Knotenbetriebssysteme CP/M-86 und CP-/M-80 eines 8086/U880-Netzes
x) definiert Zielrechner beim Programmladen

Einschwingzeit stellt sich dabei auf /AB4-/ABl der negierte Prioritätswert des höchstpriorisierten Kanalbewerbers ein. Dieser steht dann als potentiell nächster Busmaster PBM fest. Den Bus (Kanal) erhält er jedoch erst dann zugewiesen, wenn der aktuelle Master ihn freigegeben hat. Falls der PBM ein Fairness-Modul ist und falls während der Wartezeit auf die Kanalfreigabe ein priorisiertes Modul den Kanal anfordert, so wird die Auswahl des PBM verworfen und die Arbitration neu gestartet. (Preemption). Fehler während der Arbitration werden anhand des auf /ABO aufgeprägten Paritätsbits ermittelt und bewirken durch A-INT eine Unterbrechung des zugeordneten Rechners.

2. Kommunikationsprotokolle und ihre Einordnung in die Knotenbetriebssysteme

Die Kommunikationsprotokolle des konzentrierten Netzes orientieren sich am OSI-Referenzmodell:

2.1. Übertragungsprotokoll

Das Übertragungsprotokoll wird durch die MTC und MRC entsprechend der Spezifikation des Futurebusses ausgeführt. Es ist für den Fall fehlerfreien Transfers zu einem MRC im Bild 7 dargestellt.

2.2. Leitungsprotokoll

Das der Sicherung fehlerfreier Blockübertragungen dienende Leitungsprotokoll beruht auf dem Zusammenwirken der Message-Controller mit der Software ihrer zugeordneten Prozessoren. Hard- und Software übernehmen dabei folgende Teilaufgaben:

- Hardware (MTC/MRC)

Blockübertragung mit Fehlerüberwachung durch Paritätsbits und Mitteilung des Übertragungsendes (einschließlich Fehlermeldung) an die Software.

- Software

— Füllen bzw. Leeren der MTC/MRC und Starten der Übertragung
— Fehlersicherung durch CRC-Rest, falls die Überprüfung durch Paritätsbits nicht genügt
— Entgegennahme von Meldungen (Interrupts) der MTC/MRC und Auswertung des Inhalts ihrer Statusregister
— Senden/Auswerten von Blockquittungen
— Auslösen von Transferwiederholungen im Fehlerfall und Signalisierung wiederholter Fehler an die übergeordnete Ebene.

2.3. Netzwerkprotokoll

Das Netzwerkprotokoll wird erst dann notwendig, wenn mindestens 2 Übertragungskanäle existieren. Es kann dann die abgehenden Botschaften mit dem Ziel der Leistungssteigerung auf die Kanäle verteilen oder mit dem Ziel erhöhter Systemverfügbarkeit dafür sorgen, daß defekte Kanäle nicht benutzt werden. Als 2. Kanal wäre neben einem zusätzlichen Parallelbus u. U. auch ein bitserieller Bus, wie ihn die meisten modernen Busspezifikationen als Ergänzung zum parallelen Hauptbussystem vorsehen, nutzbar.

2.4. Transportprotokoll

Das Transportprotokoll dient senderseitig der Teilung von Botschaften in MTC-gerechte Blöcke. Empfängerseitig werden diese Blöcke wieder zur kompletten Botschaft zusammengesetzt. Die Aufteilung ist notwendig, wenn die Botschaftslänge die MTC-Kapazität übersteigt. Bei geringer Busbelastung kann sie aber darüber hinaus auch eine Reduzierung der Botschaftsübertragungszeit durch dann mögliches zeitparalleles Füllen und Leeren der MTC/MRC bewirken,

2.5. Darstellungs-, Sitzungs- und Applikationsprotokolle

Die Sitzungs- und Darstellungsebene bilden Software-Interfaces für spezielle, von den Knotenbetriebssystemen der gekoppelten Rechner oder unmittelbar vom Applikationsprogramm aufrufbare Dienste. Die konkrete Realisierung der Protokolle ist auf diese Dienste zugeschnitten. Als Dienste für die Betriebssysteme sind alle üblichen BIOS-Funktionen (Dateiarbeit, Drucker- und Bildschirmzugriff, Terminalabfragen) realisiert. Die Knotenbetriebssysteme können durch Inanspruchnahme dieser Dienste die entsprechenden Peripherien anderer Rechner systemübergreifend nutzen. Für den Programmierer bleibt die dabei erfolgte Einbeziehung des Kommunikationssystems verborgen. Er arbeitet weiterhin mit den rechnerspezifischen Systemrufen (z. B. BDOS).
Die applikationsbezogenen Dienste des Kommunikationssystems ermöglichen den Datentransfer zwischen den Applikationsprogrammen der gekoppelten Rechner und die exklusive Belegung von Betriebsmitteln (insbesondere Drucker, Bildschirm). Sie erweitern damit den Funktionsvorrat klassischer Monoprozessor-Betriebssysteme um Funktionen, die für die Erstellung raumgeteilt-paralleler Programme notwendig sind.
Die Applikationsprotokolle selbst müssen wie üblich vom Nutzer definiert werden und können z. B. der Identifizierung abgehender bzw. ankommender Berechnungsergebnisse dienen.
Bild 8 zeigt zusammenfassend die Einordnung der Kommunikationsprotokolle in die Knotenbetriebssysteme CP/M-86 und CP/M-80 eines konzentrierten Netzes auf der Basis der Prozessoren 8086 und U880. Das Kommunikationssystem macht in diesem Netz die dem U880 (CP/M-80) lokal zugeordnete Peripherie auch allen anderen Rechnern verfügbar.

NaA 154

Literatur

[1] *Rowe, M.:* An independent user's view of backplane bus standards. microprocessors and microsystems 10 (1986) 2, S. 125–129
[2] *Huguenin, F.:* Multibus II — Message-Passing-Software. Elektroniker (Aarau) 26 (1987) 9, S. 93–98
[3] *Muchmore, S.:* Multibus II message passing. microprocessors and microsystems 10 (1986) 2, S. 91–93
[4] *Borrill, P.:* IEEE 896 — the Futurebusprojekt. microprocessors and microsystems 6 (1982) 9, S. 489–495
[5] *Borrill, P.; Theus, J.:* An Advanced Communication Protokol for the Proposed IEEE 896 Futurebus. IEEE MICRO 4 (1984) 8, S. 42–56
[6] *Taub, D.:* Improved Control Acquisition Scheme for the IEEE 896 Futurebus. IEEE MICRO 7 (1987) 6, S. 52–62

Dr.-Ing. *Wolfgang Winter*, Technische Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik, Philipp-Müller-Straße, Wismar, 2400

Dünn- und Dickschichtwiderstände mit speziellen Eigenschaften

K.-H. Segsa, Berlin

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Köpenick, Zentrum für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik

Die Nachrichtentechnik entwickelt sich gegenwärtig im internationalen Maßstab zu einem Hauptanwendungsgebiet der Mikroelektronik. Dabei kommen für die Geräteproduktion sowohl monolithische nachrichtenspezifische Schaltkreise als auch Hybridschaltkreise zum Einsatz. Der internationale Trend geht zu einer Steigerung des Integrationsgrades durch Verknüpfung beider Techniken.

Durch optimale ökonomische Gestaltung der Prozesse der Hybridtechnologie ist es möglich, Hybridschaltkreise auch in kleinen und mittleren Stückzahlen mit niedrigen Entwicklungskosten und kurzen Entwicklungszeiten zu fertigen. Für Geräteentwickler haben sich dafür Kleinfertigungszentren, in denen mit hoher Flexibilität die Phase der Abmusterung bearbeitet wird und möglichst auch Minderstückzahlen produziert werden, bewährt.

Im VEB Funkwerk Köpenick/ZFTN wird im Kleinfertigungszentrum Hybridtechnik der Grundstein für die Entwicklung von Hybridschaltkreisen für das Kombinat Nachrichtenelektronik (KNE) gelegt. Das Kleinfertigungszentrum verfügt über technologische Spezialausrüstungen zur Entwicklung und Fertigung von Hybridschaltkreisen für die Grundtechnologien Dünn- und Dickschichttechnik zur Gewährleistung einer schnellen Realisierung mikroelektronischer Schaltungen in hybrider Bauform. Über die zur Anwendung kommenden Technologien und Ausrüstungen, technische Kennwerte der Standardtechnologien, die applikativen Fragen sowie die Leistungsfähigkeit des Kleinfertigungszentrums wurde an anderer Stelle bereits eingehend berichtet [1].

Entscheidende Faktoren für die Qualität von Hybridschaltkreisen sind die erreichbare Präzision, das Temperaturverhalten und die Stabilität der Schichtwiderstände. Auf die Bearbeitung diesbezüglicher technologischer Fragestellungen sowie die Einhaltung erreichter Parameter wird im Kleinfertigungszentrum besonderer Wert gelegt. Die im weiteren detailliert vorgestellten Widerstandssysteme sind Spezialanwendungen, die außerhalb der Standardtechnologien des Kleinfertigungszentrums liegen, jedoch mit dessen technologischen Ausrüstungen und Möglichkeiten im applikativen Interesse abgemustert wurden.

1. Herstellung und Untersuchung ausgewählter Eigenschaften von dünnen Nickelschichten

Für die Lösung spezieller Temperaturmeßprobleme im technologischen Prozeß der Schichtherstellung und -charakterisierung ist es vorteilhaft, möglichst systemspezifische Meßsonden einzusetzen, um den Meßfehler zu minimieren. So sollte beispielsweise für Eichmessungen der Substrattemperaturen während der technologischen Prozesse der Schichtherstellung der Temperatursensor in einer dem zu beschichtenden System möglichst vergleichbaren Form gestaltet sein. Das gleiche gilt für TK-Meßanordnungen auf Heizplatten, da auf diese Weise Wärmeübergänge Heizplatte — Substrat sowie Umgebungseinflüsse optimal berücksichtigt werden.

Für diese und weitere Anwendungsfälle wurde mit den Ausrüstungen des Kleinfertigungszentrums Hybridtechnik eine Labortechnologie zur Herstellung dünner Nickelschichten, die als Widerstandsthermometer einsetzbar sind, entwickelt. Als Maßstab für die einzustellenden elektrischen Parameter wurde der Pt-100 mit den für Nickel spezifischen Einschränkungen gewählt.

International werden Temperatursensoren in Form von Schichtbauelementen sowohl in Dünn- als auch in Dickschichttechnik hergestellt. Für Dünnschichtsensoren wird aufgrund des breiten Temperatureinsatzbereichs von etwa $-250\,°C$ bis $+600\,°C$ und des sehr linearen Temperaturverlaufs des Widerstands bevorzugt Platin eingesetzt. Für einen eingeschränkten Temperaturbereich zwischen $-60\,°C$ und $+180\,°C$ haben sich jedoch auch Nickelsysteme als Widerstandsthermometer bewährt. Diese Schichten haben einen maximalen Temperaturkoeffizienten (TK) von etwa $0{,}006\ K^{-1}$. Der Flächenwiderstand beträgt bei etwa 300 nm dicken Schichten $\approx 0{,}5\ \Omega/_{\square}$. Des weiteren sind Anordnungen bekannt, bei denen durch Kombination der Nickelschicht mit einer Widerstandsschicht mit kleinem TK ein Abgleich des TK möglich ist [2]. Eine Optimierung des TK zu möglichst großen Werten kann auch durch elektrolytische Verstärkung der dünnen Schichten erfolgen [3].

Im Kleinfertigungszentrum kam für die durchzuführenden Untersuchungen die Bedampfungstechnik zur Anwendung. Durch den Einsatz verschiedener Bedampfungsverfahren sowie die Variation des Einsatzgutes und der Schichtdicke ergab sich eine relativ breite Palette von Parametern zur Optimierung der Schichtherstellungstechnologie. Um relativ schnell einen Überblick über die wichtigsten Schichteigenschaften (TK, Flächenwiderstand, Haftfestigkeit) zu erhalten, wurden in einer ersten Untersuchungsphase mit einer Maskenwechseleinrichtung strukturiert bedampfte Mäander hergestellt. Als Substrat wurde alkaliarmes Borsilikatglas eingesetzt.

In weiterführenden Untersuchungen wurden die Fragen der fotolithografischen Strukturierung des Systems, des Lot- und Verzinnverhaltens, der Haftfestigkeit und des Abgleichs bearbeitet. Damit wurde eine Technologie geschaffen, mit der Nickelwiderstände mit definierten Parametern in verschiedenen geometrischen Abmessungen hergestellt werden konnten.

Die gefertigten Widerstände lagen in einem Widerstandsbereich zwischen 100 Ω und einigen kΩ bei 0 °C. Der erreichte TK lag bei $0{,}0030 \pm 0{,}0001\ K^{-1}$, die Drift nicht vorgealterter Schichten nach 500 h Temperung bei 100 °C war $\leqq 0{,}0002\ K^{-1}$, die Abweichung von der Linearität lag im untersuchten Temperaturbereich zwischen Raumtemperatur und $+100\,°C$ bei $\leqq 2\,\%$. Für Strombelastungen bis 10 mA konnten Widerstände von $100\ \Omega \pm 0{,}5\,\%$ bei 0 °C mit den Abmaßen $10 \times 10\ mm^2$ hergestellt werden. Für die eingangs genannten technologischen Anwendungen wurden u.a. Substrate mit mehreren einzeln antastbaren Widerständen strukturiert, um damit nach Voralterung und Eichung Temperaturen und Temperaturverteilungen auszumessen. Der um etwa den Faktor 2 gegenüber Literaturwerten geringere TK korreliert mit einem entsprechend größeren Flächenwiderstand und kann durch das Einsatzgut und die aus Haftfestigkeitsgründen relativ klein gewählte Schichtdicke erklärt werden.

2. Hochspannungsfestes Dickschicht-Widerstandselement mit Sicherungsverhalten

Bei nachrichtentechnischen Einrichtungen werden den integrierten Eingangsschaltungen für die Anschlußleitungen, die den Auswirkungen elektromagnetischer, elektrostatischer und direkter elektrischer Beeinflussungen ausgesetzt sein können, integrierte Überspannungsschutzschaltungen vorgeschaltet. Sie enthalten hochspannungsfeste, relativ niederohmige und eng tolerierte Widerstandselemente mit nachgeschalteten Sicherungswiderständen, die kurzzeitigen, relativ hohen Stromimpulsen, beispielsweise infolge atmosphärischer Entladungen, widerstehen, bei einem relativ niedrigen, galvanisch eingespeisten Fremd-Dauerstrom jedoch zu einer Unterbrechung führen.

Gegenstand von Untersuchungen zu dem aufgezeigten Problemkreis war in erster Linie die Frage der Hochspannungsfestigkeit bei gleichzeitig eng toleriertem Widerstandswert. Aus der Literatur sind dazu verschiedene Lösungen bekannt, die jedoch einen relativ hohen technologischen Aufwand speziell für den Abgleich erfordern bzw. durch den Einsatz von spannungsfester Spezial-Dickschicht-Widerstandspaste realisiert werden.

Eine ökonomische Lösung dieses Problems wurde im ZFTN durch eine Anordnung erreicht, bei der der Abgleich nicht direkt im Widerstandsfeld sondern in einem in Reihe angeordneten Leitbahngitter erfolgt [4]. Die außerhalb der Strombahnen verlaufenden Trennschnitte setzen die Hochspannungsfestigkeit des Gesamtsystems nicht herab, so daß ein den genannten Forderungen entsprechendes Widerstandselement mit den Standardtechnologien der Dickschichttechnik gefertigt werden kann. Das Sicherungsverhalten

kann durch eine definierte Engstelle, beispielsweise in Form eines aufsetzbaren, hochspannungsfesten SMD-Sicherungselements realisiert werden.
Das Gesamtsystem stellt ein nachrichtentechnisches Spezialbauelement dar, das den Erfordernissen moderner nachrichtentechnischer Anlagen entspricht. Es wurden labormäßig Widerstände im Bereich 30 bis 33 Ω mit einer Absoluttoleranz von $\pm$ 0,25% und einer Impulsbelastbarkeit von $I = 20$ A für den nichtabgeschnittenen Impuls, $I = 25$ A für $t = 20$ µs und $I = 30$ A für $t = 10$ µs bei Belastungen von 20 Impulsen je Widerstand, Impulsfolge $\Delta t =$ 1 min mit einer zulässigen Widerstandsänderung $\Delta R = 0{,}2\%$ hergestellt.
Die beiden vorgestellten Schichtwiderstände mit speziellen Eigenschaften sollten auf Möglichkeiten für die labormäßige Erprobung spezieller Technologien in einem Kleinfertigungszentrum für Hybridtechnologie hinweisen. Sie wurden speziell ausgewählt, da Widerstandssysteme sehr sensibel bzgl. aller technologischer Parameter im Fertigungsablauf sind.

NaA 144

Literatur

[1] *Segsa, K.-H.; Schulenburg, H.; Salewski, G.:* Hybridtechnologien für Entwicklung und Kleinfertigung mikroelektronischer Baugruppen. radio fernsehen elektronik 37 (1988) 2, S. 73–76
[2] *Burger, K.*, u.a.: Dünnschichtanordnung, Patentschrift OS DE 30 29 446 A 1
[3] *Stoychev, S. M.; Aroyo, M. I.; Pandourova, V. P.:* Preparing and applying thin film nickel temperature sensors. Vacuum, 36 (1986) 10, S. 683–685
[4] *Faust, J.; John, H. J.; Schulenburg, H.; Segsa, K.-H.:* Hochspannungsfestes Dickschicht-Widerstandselement mit Sicherungsverhalten, Patentschrift DD 259 490 A1

Dr. rer. nat. *Karl-Heinz Segsa*, VEB Funkwerk Köpenick, Zentrum für Forschung und Technologie Nachrichtenelektronik, Edisonstr. 63, Berlin, 1160

Haftfeste Metallisierung von $LiNbO_3$-Substraten für akustische Oberflächenwellenfilter

E. Schippel, Wismar

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik

Lithiumniobat ($LiNbO_3$) ist für die Elektronik ein sehr interessantes und bereits vielseitig verwendetes Material. Die Herstellung von akustischen Oberflächenwellenfiltern als frequenzselektive Bauelemente ist eines dieser Anwendungsgebiete. Dazu wird auf die polierte einkristalline Substratscheibe im Hochvakuum eine Metallschicht bestimmter Dicke aufgedampft. Entsprechend der Filterfunktion wird dann mit der Fotolithographie die Interdigitalstruktur erzeugt. Die Interdigitalstruktur besteht aus 2 ineinander greifenden „Kämmen" unterschiedlicher Form und Strukturlänge. Die Strukturbreiten von gegenwärtig etwa 15 µm sollen zukünftig stark verkleinert werden, um zu anderen Frequenzbereichen zu kommen. Der elektrische Anschluß wird durch Bonden von Al-Drähten an die strukturierte Metallschicht hergestellt.
Eine ganzflächig gute Haftfestigkeit der aufgedampften Metallschicht auf die zu Schwingungen angeregte Substratoberfläche ist für die Funktion des Bauelements unbedingte Voraussetzung.

1. Eigenschaften des Lithiumniobats

$LiNbO_3$ ist aufgrund seiner Kristallklasse 3m trigonal und polar. Es ist ferromagnetisch und hat gegenüber Quarz sogar einen um den Faktor 15 größeren Piezoeffekt. $LiNbO_3$ ist weiterhin pyroelektrisch, so daß Temperaturschwankungen Substrataufladungen bewirken können. Um Bereiche unterschiedlicher Polarität in einem Kristall zu vermeiden, kann die Polarität bei der Kristallzüchtung oberhalb der Curie-Temperatur von 1140 °C durch ein elektrisches Feld eingestellt werden. Die Züchtung der $LiNbO_3$-Kristalle ist ausgerichtet auf die vorgesehene Schnittebene (z. B. YZ- bzw. 38 °-Schnitt) für die Substratscheiben.

2. Untersuchungen zur haftfesten Metallisierung

Die Untersuchungen bezogen sich auf das Aufdampfen von Al-Schichten von 400 nm Dicke auf $LiNbO_3$-Substratscheiben des 38 °-Schnitts. Durch thermisches Aufdampfen im Hochvakuum wurden reine Aluminium-Schichten, Mischschichten und Schichtsysteme mit Aluminium hergestellt [1].
Zur Beurteilung der Haftfestigkeit der aufgedampften Al-Schichten wurde ein Testverfahren unter Anwendung von Ultraschall erarbeitet [2]. Der Haftfestigkeitstest liefert Aussagen zur ganzflächigen und auch zur partiellen Schichthaftung und kann zur Prüfung in den Produktionsprozeß eingeordnet werden, da das Prüfverfahren auf gut haftende Schichten nicht zerstörend wirkt. Das Prüfverfahren ist auch auf bereits auf dem Substrat strukturierte Schichten anwendbar. Die Haftfestigkeit ist ein Maß für die mechanische Haftung der Schicht auf dem Substrat und ist definiert als die auf eine normierte Fläche bezogene, senkrecht zur Grenzfläche wirkende Kraft, die zum vollständigen Trennen von Schicht und Substrat aufgewendet werden muß [3].
Durch das Prüfverfahren werden nicht oder nicht ausreichend haftende Schichten vom Substrat abgelöst und sind als schichtfreie Stellen erkennbar. Das Prüfverfahren kann auf die für das Erzeugnis notwendige Haftfestigkeit der Schicht durch Wahl der Ultraschallfrequenz, des geeigneten Überträgermediums und der Behandlungsdauer speziell abgestimmt werden [4].
Für die Untersuchungen wurde ein Raster von 1 mm² verwendet, um den Anteil der schichtfreien Stellen zu bestimmen. Unter gleichen Bedingungen in einem Aufdampfprozeß gemeinsam beschichtete Glas- und $LiNbO_3$-Substrate zeigen in Abhängigkeit von der Behandlungsdauer nach dem Haftfestigkeitstest erhebliche Unterschiede in der Al-Schichthaftung. Im Bild 1 wird deutlich, daß die Haftfestigkeit der reinen Al-Schicht auf $LiNbO_3$-Substraten wesentlich schlechter ist als auf Glas.
Nur auf einer reinen und fehlerfreien Substratoberfläche kann eine haftfeste und defektfreie Metallisierung aufgebracht werden. Über Defekte in Al-Kontaktschichtsystemen wird in [5] berichtet. Eine zusammenfassende Darstellung mit umfangreicher Literatur zur Reinigung findet sich bei *Mattox* [6].
Da nach dem Polieren der $LiNbO_3$-Scheiben in der Technologie auch kurzzeitige Behandlungen mit Chemikalien vorgesehen sind, wurden Vorbehandlungen bei Raumtemperatur und bei 50 °C mit einer Dauer von 5 min und 20 min in Bädern mit folgenden Lösungen durchgeführt:

1. NH_3HF_2, 20%ige Lösung
2. Chrom-Schwefelsäure, Rezeptur nach Technologie
3. NaOH, 20%ige Lösung
4. H_3PO_4, konzentrierte Lösung
5. H_2F_2, konzentrierte Lösung.

Bild 1
Ablösung der Al-Aufdampfschicht von $LiNbO_3$- und Glassubstraten in Abhängigkeit von der Behandlungsdauer beim Ultraschall-Haftfestigkeitstest

Die Beurteilung der Wirksamkeit dieser Lösungen auf $LiNbO_3$ erfolgte anhand von elektronenmikroskopischen Aufnahmen von den Substratoberflächen. Die Oberfläche wird zum Teil nur wenig angerauht aber auch erheblich angegriffen, so daß Ätzgruben entstehen, die in einer Vorzugsrichtung entsprechend der Kristallsymmetrie angeordnet sind. Nach den Ergebnissen der Auswertung wird $LiNbO_3$ durch NH_3HF_2 nicht und durch H_2F_2 stark angegriffen, wie im Bild 2 dargestellt. Es wurde festgestellt, daß Vorbehandlungen mit Chrom-Schwefelsäure und H_3PO_4 haftfestigkeitsverbessernd auf die Al-Schicht wirken.

3. Haftfeste Al-Mischschichten und Schichtsysteme

In weiteren Versuchen wurden Al-Schichten mit einer unteren Al-Mischschicht aufgedampft. Als Zusätze wurden Kupfer, Silizium und Nickel gewählt. Die untere Mischschicht wurde durch gemeinsame und getrennte Verdampfung von Aluminium und Zusatz hergestellt und dann darüber eine reine Al-Schicht aufgedampft. Die Dicke der Mischschicht betrug 20 nm bis 50 nm. Von den gewählten 3 Zusätzen zeigten nur Schichten mit einer unteren Al/Si-Mischschicht in allen Beschichtungsvarianten eine ausgezeichnete ganzflächige Haftfestigkeit [1] [7].
Weitere Al-Schichtaufdampfungen erfolgten nach vorheriger Aufbringung einer Zwischenschicht aus SiO oder Chrom. Die Dicke der Zwischenschicht betrug max. 30 nm, um Veränderungen der Filterfunktion zu vermeiden. Im Prinzip eignen sich beide Materialien für die Zwischenschicht, nur ist bei SiO eine Glimmbehandlung im Vorvakuum notwendig [1] [8].
Die durchgeführten Untersuchungen zur haftfesten Metallisierung von $LiNbO_3$-Substraten mit Aluminium zeigen, daß durch eine geeignete Kombination von Substratvorbehandlung, Schichtsystem und technologischer Prozeßführung ganzflächig gut haftende Schichten reproduzierbar aufgedampft werden können. Das heißt, daß auch kleinere Strukturbreiten der Interdigitalstruktur und damit Oberflächenwellenfilter mit höheren Frequenzen herstellbar sind.

Bild 2
Ätzwirkung verschiedener Chemikalien auf die Oberfläche von $LiNbO_3$-Substratscheiben des 38°-Schnitts
1 – NH_3HF_2, 2 – Chrom-Schwefelsäure, 3 – NaOH, 4 – H_3PO_4, 5 – H_2F_2

NaA 155

Literatur

[1] *Schippel, E.:* Untersuchungen zur Aufdampfung haftfester Al-Schichten für frequenzselektive Bauelemente. Forschungsbericht, TH Wismar 10/1987
[2] *Schippel, E.:* Untersuchungen zur Verbesserung der Haftfestigkeit aufgedampfter Al-Schichten auf $LiNbO_3$-Substraten. Forschungsbericht, TH Wismar 10/1986
[3] *Knedlik, C.:* Beiträge zur werkstoffwissenschaftlichen Klärung des Kontaktverhaltens innerer Kontakte in elektronischen Bauelementen. Dissertation B, TH Ilmenau 1980
[4] *Schippel, E.; Piech, A.:* Verfahren zur Prüfung der Haftfestigkeit von aufgedampften Schichten. Patentanmeldung, eingereicht 4/1989
[5] *Hann, H.*, u.a.: Defekte in Al-Kontaktsystemen und mögliche Gegenmaßnahmen. Wiss. Ztschr. TH Karl-Marx-Stadt 26 (1984), S. 503–512
[6] *Mattox, D. M.:* Surface cleaning in thin film technology. Thin Solid Films 53 (1978) 2, S. 81–96
[7] *Schippel, E.; Schmidt, M.:* Verfahren zur haftfesten Metallisierung von piezoelektrischen Materialien. Patentschrift, DD 264943 (11/1987)
[8] *Schippel, E.; Völker, T.; Breitlauch, A.:* Schichtsystem zur haftfesten Metallisierung piezoelektrischer Substratmaterialien. Patentschrift, WP C 23c/3214006 (11/1988)

Dr. sc. nat. *Erhard Schippel*, Ingenieurhochschule Wismar, Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik, Philipp-Müller-Straße, Wismar, 2400

Wissensbasierte Plazierung von Bauelementen auf Leiterplatten

W. Lautenschläger, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Nachrichtentechnik

Die rechnergestützte Konstruktion von Leiterplatten erfolgt im allgemeinen in den Etappen Plazierung der Bauelemente und Trassierung der Verbindungen. Beide Schritte lassen sich für reale Entwürfe nicht mathematisch exakt lösen. Automatische Entwurfsalgorithmen, wie sie in modernen CAD-Systemen zur Anwendung kommen, liefern suboptimale Lösungen, die im Falle der Trassierung von den Leiterplattenkonstrukteuren im allgemeinen akzeptiert werden. Die Plazierung erfolgt demgegenüber nach wie vor interaktiv, weil die mögliche Variantenvielfalt in keinem in sich geschlossenen Algorithmus berücksichtigt werden kann.
Als Ausweg bieten sich hier Methoden der künstlichen Intelligenz an. In sogenannten Expertensystemen wird das Wissen eines Experten (z.B. eines Leiterplattenkonstrukteurs) über ein spezielles Sachgebiet gespeichert und dieses, ähnlich der Vorgehensweise des Experten, durch formal logische Schlüsse auf den konkreten Sachverhalt angewendet. In Tafel 1 sind die algorithmische und die wissensbasierte Vorgehensweise gegenübergestellt. Aus ihr geht hervor, daß Expertensysteme nicht mit automatischen Entwurfsalgorithmen konkurrieren können, sondern vielmehr die vorhandenen Lükken im automatischen Entwurfsablauf schließen sollen.
Im konkret untersuchten Fall besteht die Aufgabe, ein Expertensystem zur Plazierung von Bauelementen in ein Leiterplatten-CAD-System als mehr oder weniger automatische Programmkomponente einzubinden. Es wird angestrebt, daß der Nutzer mit dem Expertensystem über die gleiche Dialogschnittstelle, wie mit dem CAD-System, kommuniziert. Für ihn handelt es sich um eine (wissensbasierte) CAD-Komponente.

1. Eingrenzung der Entwurfsaufgabe

Das Anwendungsspektrum von Leiterplatten in Industrie und Wissenschaft ist so breit, daß kein Konstrukteur in der Lage ist, alle Spezialfälle expertenmäßig zu beherrschen. Dementsprechend muß auch ein Plazierungsexpertensystem zunächst auf eine oder einige wenige Leiterplattenklassen eines bestimmten Produzenten spezialisiert sein. Im Verlauf der Wissensanreicherung in dem Sy-

Tafel 1. Gegenüberstellung typischer Eigenschaften algorithmischer und wissensbasierter Verfahren

	algorithmisches Verfahren	wissensbasiertes Verfahren
Wissensdarstellung im Rechner	stark spezialisiert, auf Algorithmus zugeschnitten	extrem allgemein, beliebige Verknüpfung von Informationen sind darstellbar
Struktur des Wissens	wenige grundlegende Kriterien (z.B. Leiterzuglänge, Flächenbedarf usw.)	neben grundlegenden Kriterien viele Faustregeln, Sonderfälle, Erfahrungswerte usw., die durch ihre Vielfalt wirksam sind
Verarbeitungsgeschwindigkeit	hoch	sehr gering
Erweiterbarkeit des Systems	nur im Rahmen des gewählten Algorithmus möglich	fast alle denkbaren Zusammenhänge können formuliert werden

stem kann dieses Spektrum natürlich beliebig erweitert werden. Im vorliegenden Fall sollen Leiterplatten mit Rechner- und Rechnerperipheriebaugruppen bearbeitet werden, das heißt:
Die Bestückung erfolgt im wesentlichen mit Schaltkreisen, wobei diskrete Bauelemente zulässig sind (Stützkondensatoren, pull-up-Widerstände usw.). Verbindungen werden in mindestens 2 Ebenen verlegt. Die Leiterplattenabmessungen sind groß gegenüber dem größten Bauelement. Doppelseitige Bestückung mit SMD-Bauelementen wird vorgesehen, allerdings fehlt hier die praktische Erfahrung (kein Expertenwissen vorhanden).

2. Wissensdarstellung

Bei der Programmierung von Expertensystemen wird mit Symbolen und Strukturen gearbeitet. Unter Symbolen versteht man im Sinne der Rechentechnik Zeichenketten, für die nur die Relationen gleich und ungleich möglich sind. Strukturen sind komplexe Gebilde aus Symbolen wie Listen, Bäume, Netze usw. und werden mit den bekannten Methoden der Zeigervariablen realisiert. Aufbauend auf diesen Informationsdarstellungsformen lassen sich, wie in [1] dargestellt, Schlußfolgerungsprinzipien der Prädikatenlogik programmieren, die ihrerseits die in der Einführung geforderte Universalität besitzen. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt stehen Rahmenexpertensysteme (sog. Shells) zur Verfügung, in denen entsprechende Schlußfolgerungsmechanismen bereits realisiert sind (z.B. OPS5, vgl. [2]), deshalb soll an dieser Stelle nicht weiter auf die Wissensdarstellung und -verarbeitung eingegangen werden.

3. Übersicht über das Expertenwissen

Im folgenden wird das spezielle Fachwissen analysiert, das der Konstrukteur bei der Plazierung von Bauelementen auf Leiterplatten benutzt. Es wird dazu ein Plazierungsvorgang beschrieben, der die wesentlichsten Überlegungen des Konstrukteurs berücksichtigt, gleichzeitig aber für die Verarbeitung in einem Expertensystem aufbereitet ist.
Ausgangspunkt für die Plazierung ist das vorgegebene Leiterplattenformat, auf dem vorplazierte Bauelemente und Sperrflächen vermerkt sind. Aus der Menge der noch nicht plazierten Bauelemente werden mehrere Bauelemente ausgewählt, die unabhängig voneinander als nächstes für die Plazierung in Frage kommen. Für die ausgewählten Bauelemente werden an verschiedenen Stellen der Leiterplatte probeweise Plätze generiert. Der günstigste Platz wird realisiert. Dieser Zyklus wiederholt sich, bis alle Bauelemente plaziert sind.
In den einzelnen Etappen der Plazierung ist unter anderem folgendes Expertenwissen wirksam:

3.1. Auswahl der als nächstes für die Plazierung in Frage kommenden Bauelemente

Es sind vorrangig Bauelemente auszuwählen, für die eine der folgenden Bedingungen zutrifft:

- Bauelemente, die nur mit der bereits plazierten Teilmenge aller Bauelemente verbunden sind
- Bauelemente, die am meisten Verbindungen zur bereits plazierten Teilmenge und am wenigsten Verbindungen zur noch nicht plazierten Teilmenge haben
- Bauelemente mit funktioneller Zusammengehörigkeit (z.B. Stützkondensatoren, sobald der zugehörige Schaltkreis plaziert ist)
- Bauelemente mit elektrischen Besonderheiten (z.B. kurze Verbindungen zu Leitungsabschlußwiderständen)
- Kritische Bauelemente, die im allgemeinen Schwierigkeiten bereiten, müssen in jedem Zyklus mit betrachtet werden (z.B. 40- und 64-polige Schaltkreise).

3.2. Bestimmung des Plazierungsrahmens

Es ist nicht sinnvoll, geeignete Plätze für ein Bauelement auf der gesamten Leiterplatte zu suchen. Vielmehr sollte man zunächst in der Nähe des Punktes mit dem geringsten Leitungslängenzuwachs suchen. Wenn innerhalb eines gewählten Plazierungsrahmens kein geeigneter Platz für ein Bauelement gefunden werden kann, ist dieser zu vergrößern. Im Extremfall kann der Plazierungsrahmen mit der Leiterplattenkontur übereinstimmen.

3.3. Plazierungsvorschläge

Für die ausgewählten Bauelemente müssen auf der Leiterplattenfläche probeweise Plätze zur anschließenden Bewertung generiert werden. Es handelt sich hier um den eigentlichen Syntheseschritt. Da man es mit einem kontinuierlichen bzw. sehr fein gerasterten Raum zu tun hat, kommen, besonders bei leerer Leiterplatte, zunächst sehr viele Möglichkeiten in Frage. Bei genauerer Analyse des Handentwurfes erweist es sich aber, daß fast alle Bauelemente folgende Bedingungen erfüllen:

- Das Bauelement liegt mit einer Kante parallel zu einem der vorher plazierten Bauelemente (bzw. Leiterplattenrand, Sperrfläche). Der Abstand wird dabei von der geforderten Packungsdichte bestimmt.
- Mindestens ein Ende dieser Bezugskante schließt auf gleicher Höhe mit dem bereits plazierten Bauelement ab.

Somit ergeben sich in der Umgebung eines frei in der Ebene angeordneten Bauelementes 16 Möglichkeiten zur Anlagerung eines weiteren. Im Bild 1a werden einige dieser Plätze für unterschiedlich große Bauelemente gezeigt. Im Bild 1b sind Situationen angegeben, die den genannten Bedingungen nicht entsprechen. Das heißt aber nicht, daß derartige gegenseitige Lokalisierungen von Bauelementen in fertigen Entwürfen nicht auftreten können, denn um den betreffenden Platz zu generieren, müssen die angegebenen Bedingungen zu einem der Nachbarbauelemente erfüllt sein aber keineswegs zu allen.
Bei Leiterplatten mit Standardformat und überwiegender Bestückung mit Standardschaltkreisen kann der Konstrukteur im allgemeinen ohne große Überlegungen ein optimales Schaltkreisraster angeben (Erfahrungswerte). Die Anordnung von Schaltkreisen in Zeilen und Spalten ergibt durchgehende Kanäle für die nachfolgende Trassierung und ist einer „wilden" Packung der Schaltkreise vorzuziehen. Das Schaltkreisraster wird vor Beginn der Plazierung festgelegt. Für Schaltkreise können also zusätzlich oder ausschließlich Plätze im Schaltkreisraster generiert werden.
Bei der Generierung der Plazierungsvorschläge für ein Bauelement werden alle nach den genannten Prinzipien möglichen Plätze im Plazierungsrahmen erzeugt, die keine der bereits plazierten Bauelemente überlappen.

3.4. Bewertung und Plazierung

Aus der Vielzahl der generierten Plätze wird nach bestimmten Gütekriterien einer ausgewählt und das dazu gehörende Bauelement dort plaziert. Die Auswahl erfolgt nach dem Prinzip der Gütefunktion, d.h., je nach Erfüllung der einzelnen Kriterien werden Punkte vergeben, der Vorschlag mit der höchsten Gesamtpunktzahl wird realisiert. Als Gütekriterien kommen in Frage:

- Plätze für Schaltkreise im Schaltkreisraster sind gegenüber „wild" angeordneten Plätzen vorzuziehen.
- Plätze mit vielen belegten Kanten sind solchen mit wenig belegten Kanten vorzuziehen. Eine Kante gilt als belegt, wenn der Platz an dieser Seite ein Nachbarbauelement hat, ansonsten gilt sie als frei. Bild 2 zeigt typische Situationen für dieses Kriterium. Es soll einer Zersplitterung der Leiterplattenfläche entgegenwirken.
- Matrixartige Anordnungen von Bauelementen sind zu bevorzugen, d.h. Plätze die mit Nachbarbauelementen in Gehäusegröße,

Bild 1
Beispiele a) für generierbare und b) für nicht generierbare Bauelementeplätze in der Umgebung eines plazierten Bauelementes

Drehung und einer Koordinate übereinstimmen (z.B. Widerstandsreihen). Im Bild 1a stehen die Bauelemente 4 und 5 in matrixartigem Verhältnis zu Bauelement 1, die Bauelemente 2, 3 und 6 dagegen nicht.

• Die möglichen Plätze sind nach dem durch sie hervorgerufenen summarischen Leitungslängenzuwachs einzuschätzen.

Weiterhin existiert eine Reihe von Auswahlkriterien, die unabhängig vom Plazierungsvorschlag auf das betreffende Bauelement bezogen sind. Zum Teil wiederholen sich hier Kriterien, die bereits bei der Auswahl der als nächstes zu plazierenden Bauelemente eine Rolle spielen:

Bild 2 Anordnungsmöglichkeiten für ein Bauelement am Rand einer zusammenhängend belegten Fläche

• Bauelemente, die nur mit der bereits plazierten Teilmenge verbunden sind, sollten bevorzugt plaziert werden.
• Große Bauelemente sind schwieriger als kleine zu plazieren und deshalb vor diesen zu bearbeiten.
• Bauelemente, für die überhaupt nur ein möglicher Platz gefunden wurde, sollten auf diesem plaziert werden, bevor auch dieser von einem anderen Bauelement verdeckt wird.

Es ist zu erwarten, daß die angegebenen Bewertungskriterien noch durch weitere ergänzt werden müssen, um befriedigende Entwürfe zu erhalten. Beispielsweise stellt der Leiterplattenkonstrukteur beim Entwurf an kritischen Stellen Überlegungen zur Leiterzugdichte an.

Das beschriebene Expertenwissen wird formalisiert und in Form von Fakten und Regeln in der Wissensbasis des Expertensystems gespeichert. Ein in [1] bzw. [2] beschriebener automatischer Schlußfolgerungsalgorithmus kann diese Wissensbasis auf konkrete Entwurfsprobleme anwenden und liefert somit Entwürfe, die dem gespeicherten Wissen adäquat sind.

4. Zusammenfassung

Ausgehend von einer Analyse des manuellen Entwurfes von Leiterplatten wurde ein Verfahren zur automatischen Plazierung von Bauelementen auf Leiterplatten vorgestellt, das die Besonderheiten und Vorteile manuell entworfener Leiterplatten weitgehend erreichen kann.

Für den Ausbau des Systems sind folgende Teilprobleme weitergehend zu untersuchen:

• gezielte Löschung von plazierten Bauelementen, um Sackgassen im Entwurfsablauf umgehen zu können
• Berücksichtigung von Leiterzugdichteabschätzungen
• Bildung von optimierten Schaltkreisrastern mit variablen Schrittweiten.

Eine Testversion zur Demonstration des geschilderten Verfahrens liegt vor und soll zu einem späteren Zeitpunkt vorgestellt werden.

NaA 53

Literatur

[1] *Nilsson, N. J.:* Prinziples of Artificial Intelligence. Berlin, Heidelberg, New-York: Springer Verlag 1982
[2] *Brownston, L.; Farrell, R.; Kant, E.; Martin, N.:* Programming Expert Systeme in OPS 5, An Introduction to Rule-Based Programming. Addison—Wesley Publ. Co. 1985

Dipl.-Ing. *Wolfram Lautenschläger* Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, Sektion Nachrichtentechnik, Friedrich-List-Platz 1, Dresden, 8010

Aufwandskriterien für Servicesoftware von Datenverarbeitungs- und Büromaschinen

J. Kurt, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem VEB Kombinat Robotron, Betriebsteil Berlin

1. Trend und Forderungen

Mikroelektronische Systeme
• verdrängen mechanische Systeme, die nur logische Funktionen ausführen
• erweitern die Anwendbarkeit mechanischer und elektronischer Systeme
• bilden neue Gerätegruppen.

In der Instandsetzung unterliegen sie gegenüber mechanischen/elektromechanischen Systemen veränderten Gesetzmäßigkeiten. Insbesondere sind neben
• anschaulichen Mechanismenmodellen
• logische Strukturen —

vor allem Serviceprogramme, wie die PSU (PSU Prüfsystemunterlagen; sie bestehen vor allem aus Servicesoftware, die der Fehlersuche in der Hardware dient; Processing-Service) als Reparatur-Verfahren[1]) zu beherrschen.

Aus dem Masseneinsatz mikroelektronischer Systeme ergeben sich also sachliche Forderungen nach Servicesystematiken, die Kriterien für die PSU-Entwicklung enthalten; dabei muß dem Service im realen Einsatzfall ausreichender Handhabungsspielraum verbleiben.

Daß Instandhaltungsaufwendungen beträchtlich sind, zeigt eine Analyse für 1980 bis 1983 [1], nach der von der Gesamtsoftware 27 bis 31 % für Servicesoftware (PSU) und 3 bis 4 % für Schulungssoftware auszugeben sind.

2. Stellung der PSU im Service und ihr Niveau

Die PSU wird benötigt, um Ausfallursachen und Fehlfunktionen systematisch zu ermitteln. Sie umfaßt:
• vereinfachte Standard-Software-Routinen, die dem Anwender ausreichende Sicherheit über die richtige Arbeitsweise des Gesamtsystems (Hard- und Software) gibt
• weiterführende Fehlersuchprogramme für den Service, die jeweils durch das Betriebssystem unterstützt werden können.

Das PSU-Niveau hängt ab

a) von der Art ihres Einsatzes; als
• Stand-by-Diagnose (Testprogramme werden von mobilen Datenträgern übernommen; z.B. Lochbänder, Wechselplatten)
• Selbstdiagnose (Testprogramme liegen in der Hardware vor; z.B. in Festwertspeichern, Festplatten)
• Ferndiagnose (Testprogramme lassen sich z.B. von Servicestützpunkten über das Fernsprechnetz übertragen)

b) von ihrem Kompliziertheitsgrad; als
• allgemeine PSU (geeignet als Anwender-PSU)

[1]) Das Verfahren wurde auf dem 31. IWK der TH Ilmenau vorgestellt; Bd.: Entwicklung und Konstruktion von Präzisionsgeräten; 1986; S. 73—74

Bild 1. Ein Zuverlässigkeits-Modell zur Minimierung der Anwenderkosten eines Geräts
K_1 Hersteller-/Entwicklerkosten
K_2 Servicekosten
K_3 Nichtverfügbarkeitskosten
$K_4 = \Sigma (K_1 + K_2 + K_3)$
Die PSU wird als spezielle Servicekomponente eines Punktes $K_2 (\Theta_i)$ auf $K_2 (\Theta)$ untersucht.

Bild 2. Ermittlung der Servicefunktion K_2 (Θ_i = const.). Sie ist die Summenfunktion aus:
K_{21} der Serviceaufwand je Gerät ist konstant; daher steigt die Funktion linear und
K_{22} die PSU-Entwicklungskosten; es sind einmalige Kosten, die von der Gerätemenge unabhängig sind.

Bild 3. Ermittlung der Rentabilitätsschwelle S für eine neue PSU. Die Funktion $K_2(\Theta_2)$ mit dem zusätzlichen Aufwand Δ PSU wurde, wie im Bild 2 beschrieben, ermittelt; $K_2 (\Theta_1)$ wurde als Ausgangsfunktion übernommen. Der Schnittpunkt S zeigt, ab welcher Gerätemenge n_R zusätzliche PSU-Entwicklungskosten (Δ PSU) rentabel sind.

- Service-PSU I, die der Anwender nach kurzer Schulung einsetzen kann
- Service-PSU II, die nur vom Servicepersonal beherrscht wird (z.B. für Vergleiche mit Taktdiagrammen).

Erst die Kopplung von Einsatzverhalten und Kompliziertheitsgrad ermöglichen es, den Entwicklungsstand der PSU einzuschätzen. Ihre rentable Nutzung hängt daher:

- von der Vorbereitung des Geräts in der Entwicklung für den Service
- von der Güte der PSU
- vom Ausbildungsstand des Servicepersonals ab.

Es wird nun auf die Weiterentwicklung der PSU eingegangen, d.h., es wird vorausgesetzt, daß die Geräte für die Servicesoftware ausreichend vorbereitet sind.

3. Die PSU in einem Zuverlässigkeits-Modell

Im Zuverlässigkeits-Modell nach Bild 1 [2] wird als Arbeitspunkt das Kostenminimum für den Anwender im Scheitel der Summenfunktion K_4 angestrebt. Die Komponenten bestehen aus

- K_1 der Hersteller-/Entwicklerfunktion
- K_2 der Servicefunktion
- K_3 der Nichtverfügbarkeitsfunktion.

Die PSU als Servicewerkzeug gehört zur Servicefunktion $K_2 = K_2 (\Theta)$. Diese wird für reale Einsatzfälle nur punktweise (etwa bei Θ_i) untersucht. Entscheidungen sind daher Alternativaussagen der Art, ob der neu zu wählende Arbeitspunkt (Θ_{i+1}) dem Minimum der Anwenderkosten näher kommt oder nicht. Da als Entscheidungsmerkmal die Gerätemenge n fungiert, können folgende mathematische Formen gewählt werden:

$$K_2 (\Theta_i) = K_2 (\Theta_i = \text{const.}) = K_2 (n; \Theta). \quad (1)$$

4. Die PSU in funktioneller Darstellung

4.1. Eine PSU-Kostenfunktion (Bild 2)

Dargestellt werden die Servicekosten an der Stelle Θ_i als Funktion der Gerätemengen n:

$$K_2 = f (n; \Theta_i); \quad \Theta_i = \text{const.} \quad (2)$$

Die Servicekosten setzen sich aus dem Hardwareanteil K_{21} und dem Softwareanteil K_{22} der PSU zusammen.

K_{21} weist den Technikeraufwand (Wege-, Fehlersuch- und Reparatur-Zeit) und den Werkzeuge-, Ersatzteile- und Meß-/Prüfmittelaufwand aus. Da jedes Gerät Service verlangt, steigt die Funktion linear mit der Gerätemenge n; eine minimale H/E-PSU Hersteller-/Entwickler-PSU; Mindest-PSU zum Testen der Hardware im Produktionsbereich) für die Produktionskontrolle ist vernachlässigbar.

K_{22} enthält den Entwicklungsaufwand für die PSU. Sie ist unabhängig von der Gerätemenge. Daher gilt:

$$K_{22} = K_0 = \text{const.} \quad (3)$$

$K_2 (n; \Theta)$ als Summe von ($K_{21} + K_{22}$) beginnt daher mit (0; K_0) und hat den gleichen Anstiegswinkel α_1 wie K_{21}.

4.2. Die Rentabilitätsschwelle (Bild 3)

Ziel einer PSU-Weiterentwicklung ist es, die Geräte-MTBF (Mean Time between Failures; mittlerer Fehlerabstand Θ) und PSU-Verfügbarkeit zu erhöhen, um die Serviceaufwendungen und Nichtverfügbarkeitskosten zu senken.

Durch Δ PSU muß sich also die Steigung von $K_2 (\Theta_i)$ verringern. Dazu wird vorausgesetzt, daß der Kostenanteil K_{21} (Bild 2), der der Gerätezahl proportional ist, fällt. Das heißt:

$\alpha_2 < \alpha_1$ (Bild 3).

Der Schnittpunkt S beider Geraden ist die Rentabilitätsschwelle n_R für eine neue PSU. Ihr Kostenanteil ist:

$$\Delta K_0 = K_{02} - K_{01}. \quad (4)$$

4.3. Diskussion zur Steigung von $K_2 (n; \Theta)$

Es ist zu klären, ob durch zusätzliche PSU (Δ PSU) der verringerte Serviceaufwand in der Hardwarefunktion K_{21} auf eine höhere MTBF zurückgeführt werden darf. Eine geringere Steigerung von $K_2 (\Theta_i)$ erlaubt nämlich folgende Interpretation:

- Die MTBF steigt; (gewünschte Aussage)
- Der Werkzeug-/Meßmittelaufwand sinkt
- Die Technikereinsatzzeit sinkt.

Die Erfahrung lehrt, daß der Aufwand für Werkzeuge/Meßmittel je zu betreuendes Gerät konstant bleibt.

Die aufzuwendende Zeit je Reparatur sinkt nur gering; die Wegezeiten bleiben konstant. Hinzu kommt, daß der Technikerlohn stetig wächst.

Von der Tendenz verbleibt daher nur ein Ansteigen der MTBF. Das aber hat ein Sinken der Havarie-Einsatzfälle zur Folge; die Anwendereinsparungen ergeben sich also aus:

$\Theta_1 < \Theta_2$.

Bild 4. Darstellung von Rentabilitätsschwellen $n_{i,k}$ für schrittweise verbesserte PSU; es sind die Schnittpunkte der $K_2 (\Theta)$-Funktionen (für i = 1 bis 10). Die Enveloppe zeigt, daß bei stetiger Produktion auch die PSU ständig zu überarbeiten ist. Ein Vergleich der 2 Schnittpunkte [$K_2(\Theta_9) - K_2(\Theta_{10})$] und [$K_2(\Theta_1) - K_2(\Theta_{10})$] läßt erkennen, daß bei hohen Produktions-Stückzahlen eine frühzeitige PSU-Entwicklung mit hohem Niveau billiger ist; der zusätzliche Gewinn wird durch ΔK (geringere Kosten) und Δn (frühere Servicerentabilität) ausgewiesen.

5. Darstellung für schrittweise PSU-Entwicklung

Diskussion zu den Rentabilitätsschwellen:
Bild 4 stellt die Servicefunktionen für ständig verbesserte PSU dar: Geraden $K_2(n; \Theta_i)$ für $i = 2 \cdots 10$, $i = 1$ ist eine minimale PSU, die beim Geräteentwickler für den Produktionsprozeß entsteht.
Unter der Voraussetzung, daß der Serviceaufwand durch verbesserte PSU sinkt, wird jede Kurve $K_2(n; \Theta_i)$ zum Schnitt mit der vorhergehenden $K_2(n; \Theta_{i-1})$ führen. Aus der endlichen Zahl von Schnittpunkten, die letztlich alle Rentabilitätsschwellen darstellen, lassen sich 2 Ergebnisse ablesen:

- Die Schnittpunkte aller nebeneinanderliegenden Geraden können durch eine Enveloppe (Einhüllende) verbunden werden. Das heißt, daß die Forderung nach Weiterentwicklung der PSU ein stetiger Prozeß ist, der von der Produktionsstückzahl bestimmt wird.
- Der Schnittpunkt als Rentabilitätsentscheidung verlagert sich vor, wenn eine PSU mit höherem Niveau früher entsteht; vgl. den Sprung $(1; 2) \rightarrow (9; 10)$ mit dem Sprung $(1; 2) \rightarrow (1; 10)$. Der höhere Effekt drückt sich in einer günstigeren Rentabilitätsrate für geringere Stückzahlen — bzw. für weniger Havariefälle — aus. Der PSU-Entwickler hat zwar das Risiko zu tragen, erhält aber aus dem Entwicklungsvorlauf eine bessere Reparatur-Qualität, damit eine bessere Auftragslage bzw. einen höheren Gewinn und nicht zuletzt ein besseres Image.

6. Fallbeispiel (Bild 5)

Gerät (z.B. Orgautomat; KPS)	~ 40 TM (Marktwert)
• MTBF (Istwert)	$\Theta_1 = 800$ h
• MTBF (Zielwert)	$\Theta_2 = 1000$ h
Δ PSU-Entwicklungszeit	500 h
PSU-Entwicklungskosten/h (mit Gemeinkosten)	50,— M/h
Δ PSU-Gesamtkosten	25 TM
⌀ Kosten einer Reparatur	200,— M/Rep.
einzusparende Rep.-Anzahl, um die PSU-Entwicklung zu amortisieren	125 Reparaturen
Gesamtbetriebszeit, in der die 125 Rep. eingespart werden können $\left(800 \text{ h/Rep.} \cdot 125 \text{ Rep.} \cdot \frac{1}{0{,}2}\right)$	500000 h
Koeffizient für steigende MTBF (von 800 h auf 1000 h); errechnet sich zu $\left(1 - \frac{800}{1000}\right)$	0,2
Anzahl der Geräte, die benötigt werden, um die Amortisation zu realisieren $\left(\frac{500\,000 \text{ h}}{2000 \text{ h/Jahr}}\right)$	250 Geräte

Anmerkung: Da für die Betriebszeit 2000 h/Jahr · Gerät · Schicht gilt, lautet die exakte Lösung: 250 [Gerät · Jahr · Schicht]. Durch Einführung des Schichtfaktors und der Amortisationszeit ergibt sich dann die Gerätemenge in Stck.

Diskussion zum Beispiel (Bild 5)

- Da die Einsparungen von 125 Reparaturen aufgrund der MTBF-Steigung nur anteilig aus einer Summengerätelaufzeit erfolgen kann, sind 500000 Betriebsstunden notwendig, um die Reparatur-Zahl von 625 auf 500 zu senken.
- Um die Rentabilitätsschwelle (1 Schichtauslastung; 1 Jahr Amortisationszeit) zu erreichen, müssen bereits Geräte für 10 Mio Mark (250 Geräte zu je 40 TM) auf dem Markt sein. Die Bilanz verbessert sich erheblich, wenn
  — der Schichtfaktor steigt (auf 2 bis 4 Schichten) und/oder wenn
  — die Amortisationszeit steigt
  (z.B. liegt der Rentabilitätspunkt $P_{2,2}$ für 2 Schichteinsatz und 2jähriger Amortisationszeit bei 63 Geräten).
- Eine weitere Verbesserung der Rentabilität ergibt sich, wenn Anwender erhöhte Verfügbarkeitsforderungen haben — z.B. für Produktionssysteme. Bei angenommenen Produktionsausfallkosten von 2000,— M/Rep. verbessert sich die Rentabilitätsschwelle für das Beispiel auf 25 Geräte bzw. für den Pkt. $P_{2,2}$ (2 Schichten; 2 jährige Amortisation) sogar auf 7 Geräte.
- Als Nebeneffekt steigt bei konstanten Ausfallzeiten durch Erhöhung der MTBF die Dauerverfügbarkeit (für das Beispiel bei angenommener $V_D = 0{,}95$ auf 0.96).

Bild 5. Grafische Darstellung zum Beispiel; die Rentabilitätspunkte $P_{j,k}$ sind schicht-(Index j) und amortisationszeitabhängig (Index k). Ermittlung von $P_{1;1}$: Die Abszisse liegt mit 250 Geräten fest; die Ordinate zu 125 TM errechnet sich aus 625 Reparaturen mit 200,— M/Rep. Die Ausgangsservicegerade $K_2(n; \Theta_1)$ beginnt im Ursprung (der PSU-Aufwand für den Istzustand entfällt); die Gerade für verbesserte PSU beginnt bei (0; 25 TM). Da die Geraden durch $P_{1;1}$ (250 Geräte; 125 TM) gehen, liegt ihr zweiter Pkt. fest. $K_2(n; \Theta_1)$ und $K_2(n; \Theta_2)$ sind die zugehörigen Geradengleichungen.

7. Allgemeine Diskussion

- Die Grundstufe der PSU ist Ansatzpunkt für ihre Weiterentwicklung. In vielen Fällen ist der Servicetechniker geeigneter Wissensträger, um eine Folge-PSU aufzubauen, zumal er Anwenderfälle beachtet.
- Sobald hohe Stückzahlen produziert werden, sind sie servicetechnologisch intensiver zu betreuen und in diese Betreuung ist die PSU als Servicehilfsmittel einzubeziehen. Zum Beispiel ist es denkbar, daß aus Rentabilitätsgründen für den Export Fernwartungsmethoden vorzusehen sind.
- Insbesondere Produzenten mit geringen Serviceerfahrungen neigen zur Vernachlässigung der PSU. Notwendige Nachentwicklungen verursachen dann
  — dem Anwender zusätzliche Verlustkosten
  — dem Entwickler neben Image-Verlust erhöhte Aufwendungen
  — wegen des Zeitdruckes Unsicherheiten in den Lösungen.

8. Ergebnisse

- Sobald zu erkennen ist, daß eine Grenzstückzahl überschritten wird, ist mit der PSU-Entwicklung auf höherem Niveau zu beginnen.
- Serviceverbesserungen durch PSU sind nur iterativ zu erreichen.
- Da sich die Geräte-MTBF Θ auch bei konstanter PSU bis zu einem Grenzwert erhöht, unterliegt sie in diesem Sinne einem moralischen Verschleiß. Das heißt, daß der Qualitätssprung groß genug sein muß, um eine ausreichende Begründung für ihre Weiterentwicklung zu haben.

Andererseits ist auch eine im Nachlauf verbesserte PSU noch nützlich; das kann bei unklarer Absatzlage entscheidend sein.
Wichtigstes Argument ist, daß fehlende PSU absatz- und exporthemmend ist.

- Das Risiko einer Vorlaufentwicklung wird durch ihre Wirksamkeit — zusätzlicher Gewinn, Image-Zuwachs — ausgeglichen. Das Risiko eines zu hohen PSU-Vorlaufes besteht in:
  — zu starkem Abweichen von einer parallel verlaufenden Hardwareweiterentwicklung
  — geringem Absatz
  — geringerem Lerneffekt des Servicepersonals; es wird zusätzliche Schulungssoftware und es werden zusätzliche Nachschulungsleistungen notwendig [1].
- Sind Anwender mit Produktionssystemen zu betreuen, tritt durch verbesserte Verfügbarkeit sehr schnell Amortisation ein. Da andere Anwender von diesen — notwendigerweise hohen — Servicetechnologien profitieren, ist der Produktionseinsatz ein solides Verkaufsargument.

Fortsetzung auf Seite 266

Ortung von Kabeladerbrüchen mit Berücksichtigung kapazitiver Unsymmetrien

W. Imlau, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Fernsprechamt Berlin der Deutschen Post

Zur Fehlerortsbestimmung einadriger Unterbrechungen symmetrischer Kabeladern mit dem Wechselstrom-Brückenverfahren werden Verhältnisse längenproportionaler Kapazitäten (Erd- bzw. Seitenteilkapazitäten) gemessen. Voraussetzung für eine genaue Ortung ist dabei, daß die Teilkapazitäten sowohl für die Fehlerader als auch für die (fehlerfreie) Meßader gleichen Kapazitätsbelag aufweisen. Sofern Fehler- und Meßader derselben Doppelader bzw. demselben Viererseil angehören, ist diese Bedingung meist hinreichend erfüllt. Insbesondere, wenn mehrere Adern unterbrochen sind und eine fehlerfreie Meßader aus einem benachbarten oder entfernteren Viererseil verwendet werden muß, können größere Kapazitätsunsymmetrien auftreten. Hat z.B. die Fehlerader eine (Teil-)Kapazität für die Gesamtlänge von C und die Meßader eine entsprechende, größere Kapazität von $C + \Delta C$, dann ist eine Kapazitätsunsymmetrie $q_c = \frac{\Delta C}{\Sigma C} = \frac{\Delta C}{2C + \Delta C}$ vorhanden.

Die Bestimmung dieser Unsymmetrie mit einer Messung in üblicher Weise (analog zur Messung von Leiter-Widerstandsunsymmetrien bei der Ortung von Isolationsfehlern mit Gleichstrom) ist nicht möglich, weil die Fehlerader unterbrochen ist.

Bei dem nachfolgend beschriebenen Verfahren sind zwei Messungen von einer Seite des fehlerhaften Kabelabschnitts aus erforderlich. Eine dritte Messung kommt noch hinzu, wenn die Zuleitungskapazität berücksichtigt werden muß. Es ergibt sich dann ein Verfahren analog der Dreipunktmessung zur Ortung einadriger Isolationsfehler mit Gleichstrom.

1. Meßprinzip

Es werden zwei an sich bekannte Schaltungen zur Ortung einadriger Unterbrechungen kombiniert. Als Meßmittel-Schaltung wird meist die B-Brückenschaltung (Grundlage: Murray-Schaltung) benutzt. Die Schaltung des Meßobjekts ist unterschiedlich. Die beiden Schaltungen werden als „Hauptmessung" und „Prüfmessung" bezeichnet (Bild 1, $C_n \ll C$). Bei der Prüfmessung ist im Gegensatz zur Hauptmessung die (Erd)-Teilkapazität des y-Abschnitts der Fehlerader unwirksam, weil dieser durch eine zusätzliche (der Fehlerader nicht benachbarte) Hilfsader mit dem Brückeneckpunkt I verbunden wird.

Bezeichnet man die Hauptmessung mit Messung 2 und die Prüfmessung mit Messung 3, dann erhält man als Brückenabgleichbedingung für das Meßobjekt bei

Messung 2

$$v_2 = \frac{C_x}{C + C_y + \Delta C}$$

Messung 3

$$v_3 = \frac{C_x}{C + \Delta C}.$$

Daraus folgt für den Symmetriegrad $p = \frac{2v}{1+v}$

$$\frac{1}{p_2} = \frac{2C + \Delta C}{2C_x} \qquad \frac{1}{p_3} = \frac{C + C_x + \Delta C}{2C_x}.$$

Die Differenz ergibt

$$\frac{1}{p_2} - \frac{1}{p_3} = \frac{C_y}{2C_x} = \frac{y}{2x}.$$

Es gilt also $\frac{y}{x} = 2\left(\frac{1}{p_2} - \frac{1}{p_3}\right)$. Daraus ergibt sich die gesuchte relative Fehlerentfernung $x = l_x/l$ zu $x = \frac{1}{1 + y/x}$.

2. Meßmittel-Schaltungen

Als Meßmittel-Schaltungen können die

- B-Schaltung (Grundlage: Murray-Schaltung) in Form der Schleifdraht- oder Kurbelmeßbrücke
- A Schaltung mit niederohmigem Parallelwiderstand R_p (Grundlage: Varley-Schaltung) verwendet werden.

Die bei diesen Schaltungen ermittelten Relativgrößen und die entsprechenden Gleichungen für y/x bzw. x sind in Tafel 1 angegeben.

3. Zuleitungsberücksichtigung

Wenn die Zuleitungskapazität C_n zu berücksichtigen ist, weil die Bedingung $C_n \ll C$ nicht erfüllt ist, muß zusätzlich die (bekannte) Hilfsmessung (Messung 1) ausgeführt werden (Bild 1, allgemein). Es ergibt sich mit $C_k = 2C_n + 2C + \Delta C$ bei

Messung 1

$$v_1 = \frac{C_n}{C_k - C_n}$$

Messung 2

$$v_2 = \frac{C_n + C_x}{C_k - (C_n + C_x)}$$

Messung 3

$$v_3 = \frac{C_n + C_x}{C_n + C + \Delta C}.$$

Daraus folgt

$$\frac{y}{x} = 2\,\frac{1 - \frac{p_2}{p_3}}{p_2 - p_1} = 2\,\frac{1 - \frac{1 - q_2}{1 - q_3}}{q_1 - q_2},$$

wobei für Schleifdrahtbrücken (B-Schaltung) $p = \frac{M}{P/2}$ und für die A-Schaltung (mit R_p) $q = R_\Delta / R_p$ gelten.

Bei Kurbelmeßbrücken (B-Schaltung) gilt

Tafel 1. Meßmittel-Schaltungen und Auswertung

Bezeichnung der Schaltung		typische Relativgröße allgemein	für $\frac{P}{2} = R_N = R_p = 1\,\text{k}\Omega$	$\frac{y}{x}$	x für $\Delta C = 0$ Hauptmessung	x für $\Delta C = 0$ Prüfmessung
B	Schleifdrahtbrücke	Symmetriegrad $p = \frac{M}{P/2}$	$p = M/\text{k}\Omega$	$2\left(\frac{P/2}{M_2} - \frac{P/2}{M_3}\right)$	$x = \frac{M}{P/2}$	$x = \frac{1}{\frac{P}{M_3} - 1}$
B	Kurbelmeßbrücke	Verhältnis $v = \frac{R}{R_N}$	$v = R/\text{k}\Omega$	$\frac{1}{v_2} - \frac{1}{v_3}$	$x = 2\,\frac{v_2}{1 + v_2}$	$x = v_3$
A	$\left(\text{mit } R_p \ll X = \frac{1}{\omega C}\right)$[1]	Unsymmetrie $q = 1 - p$; $q = \frac{R_\Delta}{R_p}$	$q = R_\Delta/\text{k}\Omega$	$2\left(\frac{1}{1 - q_2} - \frac{1}{1 - q_3}\right)$	$x = v_3$	$x = \frac{1 - q_2}{1 - q_3}$

[1]) Bedingung $\frac{X}{R_p} = \frac{1}{\omega C R_p} \geqq 100$

Fortsetzung von Seite 265

- Die ständige PSU-Pflege ist ein notwendiger Teil der Softwarepflege. Das gilt besonders bei kontinuierlicher Produktion. Das durch PSU-Pflege gebundene Personal senkt die Serviceaufwandsfunktion systematisch, so daß wirksame Δ PSU-Sprünge kleiner und u.U. nicht gleich augenfällig sind. Expertenschätzungen ergaben z.B., daß eine erforderlich gewordene PSU-Weiterentwicklung für Kassettenplattenspeicher (KPS) bei nicht eingearbeitetem Personal einen 4fachen Aufwand verlangt.
- Die Amortisation des Zusatzaufwands für Δ PSU ist nur bei pauschalen Serviceverträgen mit dem Anwender gegeben. Bei vertraglosem Zustand ist jedem Havarieruf ein Betrag aufzuschlagen.

NaA 69

Literatur

[1] Vergleich von Rechnersystemen Computer-Woche, München, (1984) 18, S. 10
[2] *Kurt, J.:* Ein Beitrag zur Zuverlässigkeit elektrisch-mechanischer Geräte, Diss. A, TH Ilmenau, 1978
[3] *Stetter, F.:* Softwarezuverlässigkeit, Zürich, Wissenschafts-Verlag 1981

Dr.-Ing. *Jürgen Kurt*, VEB Kombinat Robotron, Betriebsteil Berlin, Mohrenstr. 62, Berlin, 1080

Bild 1. Schaltbilder (Meßmittel und Meßobjekt)

mit | ohne

Zuleitungsberücksichtigung

$$\frac{y}{x} = \left(1+\frac{1}{v_1}\right)\frac{\frac{1}{v_2}-\frac{1}{v_3}}{\frac{1}{v_1}-\frac{1}{v_2}} \qquad \Bigg| \qquad \frac{y}{x} = \frac{1}{v_2}-\frac{1}{v_3}.$$

4. Grafische Darstellung der Größenverhältnisse

Im Bild 2 sind die Größenverhältnisse für die Ortung von einadrigen Unterbrechungen mit Kapazitätsunsymmetrie- und Zuleitungsberücksichtigung im Vergleich zu den Verhältnissen bei der Dreipunktmessung zur Ortung von Isolationsfehlern als Nomogramm dargestellt.

Bei der Dreipunktmessung besteht eine lineare Abhängigkeit der drei Symmetriegrade p_1, p_2 und p_3 (und damit auch der Meßwerte M_1, M_2 und M_3), die eine einfache nomografische Auswertung erlaubt [1]. — Bei der analogen Darstellung zur Ortung von Unterbrechungen besteht — wie ersichtlich — kein linearer Zusammenhang zwischen p_1, p_2 und p_3. Für $x = 1$ gilt $p_2 = p_3$.

Bild 2. Ortung einadriger Fehler mit Zuleitungs- und Unsymmetrie — Berücksichtigung, Nomogramme (Bildkorrektur: Es muß richtig heißen $f = 0$ statt f_0)

5. Formelzusammenstellung

Die für Sonderfälle (Vereinfachungen) geltenden Formeln sind in Bild 3 zusammengefaßt. Innerhalb des linken Kreises gilt $C_n \ll C$, innerhalb des rechten $\Delta C = 0$. In der Mitte überdecken sich beide Kreise und es gelten beide Vereinfachungen.

Sieht man von der Messung 1 (zur Zuleitungsberücksichtigung) ab, dann ist folgendes festzustellen:

- bei $\Delta C > 0$ müssen beide Messungen (Messung 2 und Messung 3) ausgeführt werden
- bei $\Delta C = 0$ genügt eine der beiden Messungen (wobei trotzdem zu empfehlen ist, zur Erhöhung der Meßsicherheit beide Messungen auszuführen, die zum selben Ergebnis führen).

6. Anwendungsmöglichkeiten

Bei dem beschriebenen Verfahren kann die Zusatzkapazität ΔC — sowohl punktförmig als auch verteilt über die ganze Länge — in der (fehlerfreien) Meßader liegen oder — verteilt über die ganze Länge — in der Fehlerader.

Falls bei einer Messung kein Abgleich zu erzielen ist, muß das Meßobjekt umgepolt angeschlossen werden. Dabei ist in die Auswertungsformeln einzusetzen

- anstatt M der Wert $P - M$ (bei der B-Schaltung, Schleifdrahtbrücke)
- anstatt v der Wert $1/v$ (bei der B-Schaltung, Kurbelmeßbrücke)
- bei der A-Schaltung muß das entsprechende Vorzeichen für R_A und damit für q umgekehrt werden (+/—).

Eine andere Möglichkeit zur Ortung einadriger Unterbrechungen bei kapazitiver Unsymmetrie besteht darin, Messungen in nur einer Schaltung von beiden Seiten des Kabelabschnitts auszuführen $\left(\text{Messung und Gegenmessung, } x' = \frac{x}{x+y}\right)$. Da im allgemeinen auch die Gegenmessung vom selben Meßingenieur ausgeführt wird, erfordert dies jedoch einen größeren Zeit- und auch Kraftstoffaufwand.

NaA 76

Bild 3. Orten einadriger Unterbrechungen, Sonderfälle

Literatur

[1] Imlau, W.: Nomogramme zur Kabelfehlerortung. Fernmeldetechnik 10 (1970) 5, S. 146

Walter Imlau, Deutsche Post, Fernsprechamt Berlin, Abt. TDK, Frankfurter Allee 198, Berlin, 1130

LFM-Nachlese

Teil 2

2. Meßtechnik

• Die Firma Wandel und Goltermann (Eningen, BRD) konnte in diesem Jahr das 25jährige Jubiläum ihrer Messeteilnahme in Leipzig begehen. An neuen Erzeugnissen wurden u. a. ausgestellt:

— Bitfehlermeßgerät PF20 (wurde bereits im Heft 3, S. 120 vorgestellt)

— Spektrumanalysator SN4 zur Präzisionsspektrumanalyse bis 2 GHz (das Gerät hat einen wegen der COCOM-Embargobestimmungen eingeschränkten Frequenzbereich, das SN5 mit 3,2 GHz konnte aus diesem Grund in Leipzig nicht gezeigt werden); die Vorteile sind äußerst komfortable Bedienung und höchste Präzision bei den Messungen bis in den Mikrowellenbereich hinein (bis 1,5 GHz: Genauigkeit $\pm$ 0,8 dB, darüber $\pm$ 1,25 dB; Nutz und Störsignalmessung im Pegelbereich von — 140 dBm bis + 30 dBm mit einer Dynamik $\geqq$ 90 dB)

— ISDN Bitfehlertester IBT-1 mit standardisiertem S_0-Basisanschluß; Fehleranalyse nach CCITT-Empfehlung G.821; eingebauter Drucker; Bedienung durch Softkeys; automatische Messungen; Betriebsart Fernsprechapparat (Bild 11)

— eine Software-Erweiterung zum bereits bekannten Spektrum- und Netzwerkanalysator ermöglicht neben der üblichen Diagrammdarstellung die Darstellung in Polarkoordinaten

— die Anschaltfeld- und Sprecheinrichtung ASF-10 (Bild 12) dient zum Anschalten von Meßgeräten an 2Draht- oder 4Drahtschnittstellen (z. B. Pegelmesser/-sender, NF-Wobbelmeldungsplätze u. a.).

• Für das Digitaloszilloskop HP 54501 A erhielt die Firma Hewlett-Packard eine Goldmedaille der Leipziger Messe (Bild 13).

• Der hochauflösende helle Elektrolumineszenz-Bildschirm ist das auffälligste Merkmal des Digitalspeicheroszilloskops PM 3308 der Firma Philips-Fluke (NL/BRD; Bild 14) das die durch den Bildschirm ermöglichte, handliche Form mit guten technischen Daten (100 MHz Bandbreite; 40 MSamples/s Abtastrate; 8 kbyte Speichertiefe; 204 kbyte RAM-Diskspeicher; RS 232 Interface u. a. m.). Das Gerät wurde mit einer Goldmedaille ausgezeichnet.

• Der vom VEB Meßelektronik Berlin im Heft 3, S. 90 vorgestellte Meßplatz für selektive Spannungen/Feldstärken SMV21/FSM21 (Bild 15) erhielt ebenfalls eine Goldmedaille der LFM ’89.

• Rohde und Schwarz (München, BRD) zeigte die Neuentwicklungen:

— Radiocommunikation Analyzer CMTA (Bild 16), Weiterentwicklung des bekannten

Bild 14. PM 3308 (Prospektrepro)

Bild 11. IBT-1 (Pressefoto: W & G)

Bild 15. SMV 21 (Pressefoto: MEB)

Bild 12. ASF-10 (Pressefoto: W & G)

Bild 13. HP 54501 A (Prospektrepro)

Bild 18. TV-Syncer (Pressefoto: R & S)

Bild 16. CMTA (Pressefoto: R & S)

Bild 17. SCDF (Pressefoto: R & S)

CMT für die Entwicklung, Produktion von Funkgeräten mit Nachbarkanalleistungsmesser, Duplex-Hubmesser, digitalem Speicheroszilloskop, HF-Monitor, NF-Analysator, Selektivrufcoder/-decoder, Cellular-Radiosystem-Simulator für AMPS, TACS, NMT 450900, Radiocomm 2000, C-Netz; Modulation: AM, FM, φM, AM-DC, FM-DC

— Kompakt-Logikanalyzer LAC64 — 64 Kanäle, 50, 100 bzw. 200 MHz Abtastrate, Transitional-Recording, Zeitmessung mit 20 ns Auflösung, hochohmige Tastköpfe, Mikroprozessoranalyse für alle gängigen 8- und 16-bit-Mikroprozessoren

— Componetgenerator SCDF, erzeugt 30 Meßsignale einschließlich D2-MAC-Testbild (Bild 17, Vordergrund) für die Prüfung von Videosignalaufzeichnungs- und Übertragungseinrichtungen

— NF-Generator APN

— Audioanalyzer UPA4

— TV-Analyse-Wobbelmeßplatz WMP

— TV-Syncer für D2-MAC/FBAS-Signale (Bild 18)

— 4 PSK Meßsender SFSP für Satelliten-Hörrundfunk

— VLF/HF-Empfänger EK 070

— VHF/UHF-Überwachungsempfänger EB 100 und ESM 500 (EK 070 u. ESM500 mit IEC-Bus und RS 232-Schnittstelle.

• Die UdSSR stellte wieder ein umfangreiches Meßgeräte- und Oszillografensortiment aus (der Schwerpunkt lag bei der Belorussischen SSR):

— X1-55 Meßgerät für Amplitudenfrequenzkennlinien (Bild 19; 1 bis 1400 MHz; Frequenzfehler in Hz: $3 \cdot 10^{-4} f_x + 0{,}05 \Delta f$; Meßbereich für Überlagerungsverfahren 130 dB, für Breitbandmodulierung 90 dB)

— Signalgenerator G4-165 (0,14 bis 130 MHz)

— dreikanaliger Speicheroszillograf S9-19 mit Digitalspeicher (0 bis 20 MHz für einmalige und bis 100 MHz für periodische Vorgänge; Amplitude $\geqq 2$ mV $\leqq 100$ V; Amplitudenfehler 2%, Zeitfehler 0,1%; mikroprozessorgesteuerte Messungen auch im Dialogbetrieb; 4096-bytes-Speicher; selbständige Prüfung und Eichung; Bildschirmgröße 100 mm $\times$ 200 mm

— Universaloszillograf S1-122A/1 (0 bis 100 MHz, Anstiegzeit $>$ 3,5 ns)

— Rechenspektralanalysator SK4-84; zum ersten Mal werden im Gerät folgende Möglichkeiten verwirklicht: Panoramaspektralanalysator; Selektorkreisanalysator (der Amplitudencharakteristiken); Selektrofrequenzmesser; Synthesegenerator der reinen Spektralsignale mit Eichpegel; Selektorvoltmeter; Wobbelfrequenzgenerator; Selektorverhältnismesser, Meßempfänger; Selektorleistungsmesser; Spektraldichtemesser, Mittelwert, Zerstreuung, Verteilungsgesetz der stationären Zufallssignale;
das eingebaute Mikroprozessorsystem gewährleistet: Meßergebnisanzeige; Steuerorganstellung; Liste der Zusatzprogramme des Verbrauchers; Eich- und Entfaltungsdiagnostikergebnisse der Knoten und Teile des Geräts im Schirm der eingebauten alphanumerisch-graphischen Rasterdisplay-Einheit; Gerätesteuerung im Hand- und Fernzustand bzw. Ein- und Ausführung der Information durch GNK (Gesamtnutzungskanal); automatische Diagnostik der Störungen und Eichung ist vorgesehen

— kleines tragbares Speicheroszilloskop S8-19 mit Speicher und Flüssigkristallschirm (99,4 mm $\times$ 38,75 mm) für Servicezwecke (0 bis 10 MHz, Abmessungen: HxBxT 94 mm $\times$ 230 mm $\times$ 245 mm).

• Tesla Brno (CSSR) zeigte Meßgeräte einer neuen Reihe mit eigenwilligem unverwechselbaren Design (Bild 20). Ausgestellt waren u.a. Vektoranalysator BM553, RLC-Meßgerät BM 595, Universalzähler BM 542.

• Von den auf der Ausstellung der VRP vorgestellten Exponaten seien hier 2 vorgestellt:

Bild 19
X1-55 (Prospektrepro)

Bild 20
Neues Design von Tesla Brno (Prospektrepro)

Bild 21
PMZ-14 (zopan-Pressefoto)

Bild 22
D2-MAC Testgenerator (Foto: Wacker)

— automatischer Digital-Klirrfaktormesser PMZ-14 (zopan Warschau; Bild 21) Grundfrequenz 20 Hz bis 199 kHz, automatische Grundfrequenzdämpfung im gesamten Bereich; digitale Frequenzmessung; automatische Meßbereichswahl; digitale (%) und analoge (dB) Anzeige der Verzerrungsmessung (von 0,018% bis 80%); Auflösung 0,001%; Quadratdetektor; LED-Anzeige; (Vorgängererzeugnisse: PMZ 9, 11, 12)

— Funksprechmeßplatz ZPFM4E (eureka Warschau) zur Untersuchung und Kontrolle von UKW-Funksprechgeräten.

• Schlumberger Meßgeräte GmbH (München):

— D2-MAC-Packet- und DMAC-Packet-Testsignalgenerator 7765 für standardisierte internationale Testsignale, duobinäre Synchronisations-Sequenzen und mit externer Gerätesynchronisation (Bild 22)

— Fehlerratenmeßplatz 7714 für 2, 8, 34 und 140 Mbit/s für Störungen, wie isolierte Fehler, Fehlerpakete oder Datenverlust, sowie zur Untersuchung der Synchronisationsbedingungen gemäß CCITT und zur Beurteilung der Übertragungsqualität gemäß CCITT G.821.

— High Speed-Funkmeßplätze 4040 und 4031 für automatisierte Abgleichvorgänge, die nach Herstellerangaben 10mal schneller ablaufen, als bei herkömmlichen Meßplätzen (Bild 23).

• Die Spezialfirma für Schwingungstechnik und Akustik Brüel & Kjaer (Naerum, Dänemark) stellte den neuen Modul-Schallpegelmesser 2231 (Bild 24) aus. Durch austauschbare Frontplatten und entsprechende Module (Integrations-, Statistik-, Frequenzanalyse-, Nachhallzeit-, Kurzzeit-, Leq- und Schallereignismodul) wird hohe Präzision und Vielseitigkeit in dem handlichen Gerät verwirklicht.

Bild 23. SI 4031 (Foto: Wacker)

Bild 24. Typ 25/2522 (Pressefoto: B & K)

3. Bauelemente

3.1. Passive Bauelemente

• Das VEB Kombinat Elektronische Bauelemente stellte u. a. folgende Entwicklungen vor:

— Die Chipwiderstände für die Direktmontage auf Leiterplatten oder anderen Trägern mit Lötbahnen (Bild 25) sind für die SMD-Technologie und für die Hybridtechnik geeignet. Es können alle üblichen Lötverfahren angewendet werden. Die Montage „face up" ist vorteilhaft. Die Widerstände bestehen aus einem Keramiksubstrat, auf das die Widerstandsschicht aufgebracht wird, eine zusätzliche Passivierungsschicht schützt die Widerstandsschicht. Für die Kontaktierung wird ein spezieller Schichtaufbau und eine Belotung mit L Sn 60 eingesetzt.
Damit wird die Einhaltung der Lötbarkeit, Ablegierungsfestigkeit, Lötwärmebeständigkeit und die Entnetzungssicherheit gemäß IEC (Sec.) 50 (207) gewährleistet.

— In der modernen Fernsehtechnik haben sich weltweit die Oberflächenwellenfilter (Bild 26) als kompakte, abgleichfreie Bauelemente für die vielfältigsten Aufgaben der Frequenzselektion bewährt. Dabei dominieren heute Filterrealisierungen auf einkristallinem Lithiumniobat mit fotolithografisch strukturierten metallischen Schichten als Interdigitalwandler, verkapselt in geeigneten Plastikgehäusen zum Schutz gegen äußere Einflüsse. In dieser Technik wird folgendes Sortiment an Oberflächenwellenfiltern für den Einsatz in der Fernsehtechnik produziert:

TV-Bild-ZF-Filter, Mehrnormenfilter und Restseitenbandfilter, deren technische Parameter den europäischen Fernsehnormen entsprechen.

— CATV-Steckverbinder (75-Ω-HF-Steckverbinder mit guten elektrischen Eigenschaften, z.B. Reflexionsfaktor $\leqq 0{,}01$ im Bereich bis 1 GHz, die Anschlußmaße entsprechen IEC-Publikationen 169-14.

— Steckverbinder mit Schlitz-, Klemm- und Rollpreßanschluß mit den Vorteilen: Möglichkeit der gemischten Bestückung mit Schlitz-Klemm- und Rollpreßanschluß; Auswechselbarkeit der Kontakte; Farbcodierung; Verriegelungsschutz und Verdrehschutz; Aufreihbarkeit verschiedenpoliger Buchsenleisten innerhalb einer Steckerleiste schwallötbar auf NDKL

Bild 25. Aufbau der Chipwiderstände

Bild 26. OFW-Filter (Foto: KEB)

Bild 27. Tipptastenschalter 12,5 (Foto: KEB)

Bild 28. CMOS-MP-System (Foto: KME)

Bild 29. 16-bit-MP-System 80600 (Foto: KME)

— Tipptastenschalter 12,5 für anwendungsspezifische Dateneingabeterminals (Mikrorechner, Meßgeräte), ihre Vorteile sind extrem flache Bauweise, kompakte Integration der Einzelbauelemente, exakte Schaltpunktdefinition, hohe Zuverlässigkeit, Servicefreundlichkeit (Bild 27).

3.2. Integrierte Schaltkreise

• Der VEB Kombinat Mikroelektronik bot Schaltkreise für die Computertechnik, Nachrichtentechnik und für zahlreiche flexible Automatisierungsaufgaben wie auch die Industrierobotertechnik an:

— leistungsstarkes CMOS-Mikroprozessorsystem U 84 C 00 (Bild 28) mit den Komponenten CPU (U 84 COO DC), PIO (U 84 C 20 DC), CTC (U 84 C 30 DC), SIO (U 84 C 40 DC)

— schnelles 16-bit-MP-System U 80600 (Bild 29) für Personal- und Industriecomputer, AP- und Kommunikationssysteme usw.

— Präzisions-BIFET-Operationsverstärker B 411 DD mit hohem Eingangswiderstand, geringer Eingangskapazität, geringer Offsetdrift, weitgehend temperaturabhängigen Bias- und Offsetströmen sowie einem großen Bereich für die Differenz- und Gleichrichterunterdrückung

— U 739 DC, datenbuskompatibler 12-bit-CMOS-Analog-Digital-Wandler mit byteweiser Datenausgabe im gepackten BCD-Format; die Datenübertragung wird vom Mikrorechner aus gesteuert (passives Verhalten des Wandlers); er arbeitet nach dem Zweiflankenintegrationsverfahren mit zyklischem Offsetabgleich (Auto/Zero) und Nullintegration (Zero/Integrate)

— die Typenreihe der optoelektronischen Koppler MB 130 · · · 135 ist das Ergebnis einer technologischen Weiterentwicklung mit Einführung von 2 Halbträgerstreifen bei der Montage und einer neuen Umhüllungstechnologie; das ergab eine erhöhte Zuverlässigkeit und die Erweiterung der Bereiche der Isolationsspannung (2,8 kV bis 5,3 kV) und der Kollektor-Emitter-Spannung (35 V · · · 90 V).

NaK 61 *E.-O. Schönemann*

Fachtagungen

7. Kolloquium „Büroautomatisierung"

a) 30. Oktober 1989
b) Berlin
c) Gesellschaft für Information der DDR FS 5/AG Büroautomatisierung und Informationsnetze
d) Anwendung von 16-bit-PC
Wissensch. Leitung: Prof. *Sattler*
e) Institut für Informatik und Rechentechnik der AdW der DDR
Rudower Chaussee 5
Berlin, 1199
Sekretariat Gesellschaft für Informatik der DDR

2. Internationale Fachtagung „Lichttechnik"

a) 22. bis 24. Januar 1990
b) Berlin
c) Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik, Wissenschaftliche Sektion Lichttechnik; Kombinat VEB NARVA
d) Orientierung eines breiten Kreises von Wissenschaftlern, Technikern und Praktikern der optischen Strahlung erzeugenden und anwendenden Industrie und anderer Bereiche der Wirtschaft über die Aufgaben der Licht-, Ultraviolett-, Infrarot-Beleuchtungs- und Bestrahlungstechnik:

• neue Entwicklungen auf den Gebieten
  — Lampen und Strahler
  — Leuchten und Bestrahlungseinrichtungen
  — Bestrahlungstechniken und -technologien
  — Beleuchtungsanlagen
  — Zünd-, Vorschaltgeräte und Zubehör
  — Licht- und Strahlungsmeßtechnik
• rationelle Energieanwendung durch
  — Einsatz hocheffektiver Lampen, Strahler und Anlagen
  — Anwendung beleuchtungstechnischer Standardisierungs- und Projektierungsvorschriften
• Einsatz der Mikroelektronik und Rechentechnik bei der Erzeugnisentwicklung von optischen Strahlungsquellen und Leuchten und in der Beleuchtungstechnik, insbesondere bei Projektierungsaufgaben (CAD/CAM)
• Einsatz der optischen Strahlungstechnik für Hochtechnologien (Mikroelektronik, Biotechnologie, Medizin u. a.)
• neueste Erkenntnisse der Grundlagenforschung auf den Gebieten
  — Anwendung und Entwicklungstendenzen der optischen Strahlungstechnik
  — Erzeugung optischer Strahlung
  — Licht- und Strahlungsquellen
  — Geräte und Vorrichtungen zum Betreiben und Untersuchen von Licht- und Strahlungsquellen.

e) Vorschläge für Vorträge und Poster sind bis zum 31. Mai 1989 einzureichen.

Teilnehmermeldungen bitte schriftlich an folgende Anschrift
Kammer der Technik
— Präsidium —
Fachverband Elektrotechnik
Clara-Zetkin-Str. 115/117
Berlin
1086
Tel.: 2265285

XII. Internationale Tagung Wissenschaftliche Fortschritte der Gerätetechnik und Gerätetechnologie

a) 27. bis 30. März 1990
b) Dresden
c) Sektion Biomedizinische Technik und Gerätetechnik der Technischen Universität Dresden
d) In fast einhundert Fachvorträgen werden neueste Erkenntnisse zur Forschung, Entwicklung, Konstruktion und Technologie auf dem Gebiet der Gerätetechnik durch Fachleute des In- und Auslandes dargelegt und zur Diskussion gestellt.

Die Tagung ist in 4 Themenkreise gegliedert:

• elektronische Gerätetechnik
• Präzisionsgerätetechnik
• biomedizinische Gerätetechnik
• Gerätetechnologie.

Das ausführliche wissenschaftliche Programm und organisatorische Hinweise werden mit dem Einladungsheft bekanntgemacht.

e) Anforderungen von Anmeldeunterlagen und Anfragen sind an folgende Adresse zu richten:

Technische Universität Dresden
Sektion Biomedizinische Technik und Gerätetechnik
— Tagungsbüro —
Mommsenstr. 13, Dresden, DDR — 8027
Telefon: 4634742, Telex: 02278

6. Fachtagung Hybrid-Mikroelektronik

a) voraussichtlich im März/April 1990
b) Gera
c) Ingenieurhochschule Berlin
Kammer der Technik, Bezirksvorstand Gera
d)
- Werkstoffe der Hybridmikroelektronik
- Entwurf von Hybridschaltkreisen (CAD)
- Dünn- und Dickschichttechnik
- Baugruppenmontage und -umhüllung
- Rechnergestützte Fertigung (CAM)
- Rechnergestützte Qualitätssicherung (CAQ)
- flexible, rechnerintegrierte Fertigung (CIM)
- Applikation

e) Kammer der Technik,
Bezirksvorstand Gera,
Humboldtstr. 13,
Gera,
DDR — 6500

[1]) a) Termin, b) Veranstaltungsort, c) Veranstalter, d) inhaltliche Schwerpunkte, e) Anmeldungen an...

Weiterbildung

Weiterbildungsangebote der TU Dresden

Das Elektronik-Zentrum der Technischen Universität Dresden bietet Interessenten eine Reihe von Weiterbildungsmöglichkeiten auf den Gebieten

- Informationstechnik
- Biomedizinische Technik
- Gerätetechnik.

Das Angebot umfaßt

- Fernstudium
- postgraduale Studien
- Aspiranturen
- Lehrgänge, Kurse, Seminare, Kolloquien, Vortragsreihen.

1. Fernstudium

Das Hochschulstudium in den Fachrichtungen

- Informationstechnik und
- Gerätetechnik

dauert etwa 5 Jahre. Es gliedert sich in ein zweijähriges Grundstudium und die anschließende Fachausbildung, die i. allg. mit dem akademischen Grad Dipl.-Ing. abschließt.

Bewerbung für 1990:

— Termin: 25. 10. bis 5. 11. 1989
— Unterlagen: gemäß AO über die Bewerbung zum Fernstudium (GBl. I Nr. 31 vom 1. 7. 73, Seite 302)
— Anschrift: TU Dresden, Direktorat für Weiterbildung, Mommsenstraße 13, Dresden, 8027

2. Postgraduale Studien

In einen 2jährigen Studium wird in den Fachrichtungen

- Mikroprozessortechnik
- Entwurf mikroelektronischer Schaltungen
- Biomedizinische Gerätetechnik
- Automatisierungsschutztechnik
- Schallschutz

ausgebildet.

Bewerbungen:

— für die Punkte 1 bis 3 und 5 für 1989 nicht mehr möglich, bzw. auf gesonderte Vereinbarung, für Folgejahre bitte Nachfrage
— für Punkt 4 im März 1990
— Anschrift s.o.

3. Aspiranturen, Externenstudium

Bewerbungen sind jeweils zum 30. 3. bzw. 30. 9. mit Beginn am 1. 9. bzw. 1. 2. gemäß der Aspirantenordnung (GBl. II Nr. 60 vom 13. 10. 72) bzw. Externenordnung (GBl. I Nr. 10 S. 192) an o.g. Adresse zu richten.

4. Lehrgänge, Kurse, Seminare

Es wird im folgenden eine Auswahl aus dem gegenwärtig angekündigten Programm veröffentlicht. Nachrichtentechnik Elektronik wird nach Bekanntwerden über weitere Angebote informieren.
Für die nachfolgenden Lehrgänge war der Meldeschluß am 30. Juni 1989. Kurzfristige Nachfragen über noch freie Plätze sind unverzüglich zu richten an:

TU Dresden, Direktorat für Weiterbildung, Abteilung Weiterbildung, Mommsenstr. 13, Dresden, 8027

- Problemseminar „Lokale Kommunikationsnetze"
T.: 12. bis 14. Dezember 1989
- Problemseminar „Moderne digitale Funkübertragungsverfahren"
T.: 27. bis 29. November 1989
- Problemseminar „Aspekte der Realisierung digitaler Signalverarbeitung"
T.: 22. 11. — 24. 11. 89
- Lehrgang Meß- und Prüftechnik
T.: 6. bis 10. November 1989
- Lehrgang „Wärmeabführung aus elektronischen Geräten"
T.: 4. bis 6. Oktober 1989
- Lehrgang mit Rechnerpraktikum „USAN — Modellierung, Simulation, Optimierung, Projektierung dynamischer Systeme in der Präzisionsgerätetechnik"
T.: 20. bis 24. November 1989
- Lehrgang „Mikrorechneranwendung in der Elektroniktechnologie und Gerätetechnik
T.: 14. bis 17. November 1989
- Lehrgang „Prozeßtechnologie in der Elektronik"
T.: 31. Oktober bis 3. November 1989

Weitere Veranstaltungen mit Anmeldeschluß 30. September 1989 (Anmeldungen an o.g. Adresse):

- Lehrgang „Schaltkreisentwurf"
T.: 5 Tage im Dezember 1989
- Problemseminar „Technologie- und Bauelementesimulation in der Mikroelektronik"
T.: 4. bis 6. Dezember 1989
- Problemseminar „Lichtwellenleiter in der Nachrichtentechnik", der Termin für 1990 wird noch bekanntgegeben
- Lehrgang „Rechnergestützte Konstruktion von Verdrahtungsträgern"
T.: 18. bis 20. Dezember 1989.

NaK 63 (Red.)

Patente

Anordnung zur wahlweisen Zuordnung einer Notstromberechtigung für Terminals einer Teilnehmerstelle

DD-WP: 265748
Int.-Cl.: H 04 L 11/14
Anmeldetag: 27. 10. 87
Anmelder: VEB ZFT Nachrichtenelektronik Berlin

Internationale Empfehlungen sehen vor, daß sich nur ein Terminal bei Notbetriebsbedingungen an die Schnittstelle zur Netzabschlußeinrichtung anschalten darf. Üblich ist es, die Zuordnung der Notstromberechtigung durch schaltungstechnische Mittel für ein bestimmtes Terminal fest einzustellen. Die Notstromberechtigung kann aber auch einem von mehreren Terminals durch die Vermittlungszentrale zugeteilt werden. Nachteilig ist, daß die Übertragung der Notstromberechtigung von einem Terminal auf ein anderes im ersten Fall gar nicht und im zweiten Fall im Notbetriebszustand nicht möglich ist, da im Notbetriebszustand nur Grundfunktionen für ein Terminal aufrecht erhalten werden. Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, unter Einhaltung internationaler Empfehlungen eine Anordnung zu schaffen, mit der eine Zuordnung beziehungsweise Umverteilung der Notstromberechtigung von einem Terminal zum anderen jederzeit möglich ist.
Erfindungsgemäß wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß zwecks Zuordnung der Notstromberechtigung zwischen dem Terminalstecker der Terminals und einer Netzabschlußeinrichtung zugeordneten Schnittstellensteckdose eine Zwischensteckeinrichtung eingefügt wird, die eine erste Diode in Sperrichtung zwischen den Leitungen des zweiten Speisekreises und eine zweite Diode in Flußrichtung in einer Leitung des zweiten Speisekreises enthält und daß im

Terminal ein über den zweiten Speisekreis von einer vom öffentlichen Energienetz gespeisten Speisequelle erregtes Spannungsüberwachungsrelais angeordnet ist, dessen Umschalter im regulären Betriebszustand die Versorgung des an den zweiten Speisekreis angeschlossenen Verbraucherabschnitts im Terminal gewährleisten und daß die Umschalter im Notbetriebszustand eine elektrische Verbindung zwischen der positiven potentialführenden Leitung des ersten Speisekreises über die nun in Flußrichtung betriebenen ersten und zweiten Diode in der Zwischensteckeinrichtung zu einem Steuereingang der Speiseeinrichtung im Terminal herstellen. Falls die Speiseeinrichtung im Terminal einen vorgeschalteten Brückengleichrichter enthält, ist es möglich, daß der von der Zwischensteckeinrichtung mit erster und zweiter Diode gebildete Schleifenschluß über die Umschalter des Spannungsüberwachungsrelais als Zweig in den Brückengleichrichter eingeschaltet wird. Um Fehlbedingungen auszuschließen, kann an der Verbindungsstelle zwischen Terminalstecker und Zwischensteckeinrichtung eine mechanisch codierte Sperre vorgesehen werden, so daß nur an solchen Terminals eine Zwischensteckeinrichtung eingefügt werden kann, die gerätemäßig unter Notstrombedingungen betrieben werden können. Weiterhin ist es möglich, an der Verbindungsstelle zwischen Zwischensteckeinrichtung und Schnittstellensteckdose eine mechanisch codierte Sperre vorzusehen, um das Stecken der Zwischensteckeinrichtung nur in Schnittstellensteckdosen innerhalb eines beliebig zugelassenen Teilnehmerbereiches zu gestatten.

NaP 143

Einrichtung zum Trennen von Leuchtdichte- und Farbsignal eines Farbfernsehsignalgemisches

DE-OS:	3821398
Int.-Cl.:	H 04 N 9/78
Anmeldetag:	24. 06. 88
Anmelder:	RCA Licensing Corp., Princeton, US

Bei den derzeit gebräuchlichen Farbfernsehsystemen, wie dem NTSC-System, sind das Leuchtdichtesignal und das Farbsignal eines Farbfernsehsignalgemisches im Videofrequenzspektrum ineinander frequenzverschachtelt, wobei die Leuchtdichtesignalkomponenten bei ganzen Vielfachen der Horizontal- oder Zeilenablenkfrequenz liegen, während die Farbsignalkomponenten bei ungeraden Vielfachen der halben Zeilenfrequenz liegen. Beim NTSC-System teilen sich die Farbsignalkomponenten und die höherfrequenten Leuchtdichtesignalkomponenten den oberen Teil (d.h. etwa von 2,1 bis 4,2 MHz) des Videofrequenzspektrums oder -bandes, das von 0 bis 4,2 MHz reicht. Der untere Teil des Videofrequenzbandes unter etwa 2,1 MHz wird ausschließlich von Leuchtdichtesignalkomponenten eingenommen. Es ist bekannt, die ineinander verschachtelten Leuchtdichte- und Farbsignalkomponenten des Videosignals durch Kammfilter verschiedenster Art zu trennen, siehe beispielsweise die US-PS 4143397 (Holmes) und die US-PS 4096516 (Pritchard). Der vorliegenden Erfindung liegt dementsprechend die Aufgabe zugrunde, eine Einrichtung anzugeben, bei der die die Vertikalauflösung bestimmenden Signalanteile des Leuchtdichtesignals erhalten bleiben und die sich durch einen einfachen und zweckmäßigen Aufbau auszeichnet.

Eine Einrichtung gemäß einer Ausführungsform der vorliegenden Erfindung enthält eine Anordnung, der das ankommende Videosignalgemisch B zugeführt ist und die

(1) ein nichtbandgefiltertes, einmal verzögertes Videosignalgemisch M,
(2) ein bandgefiltertes ankommendes Videosignalgemisch B_b,
(3) ein bandgefiltertes, einmal verzögertes Videosignalgemisch M_b und
(4) ein bandgefiltertes, zweimal verzögertes Videosignalgemisch T_b liefert. Die drei bandgefilterten Videosignalgemische B_b, M_b und T_b werden einer Steuerschaltung zugeführt, die ein Signal K zum Steuern der relativen Gewichte liefert, die den drei bandgefilterten Signalen zugeordnet sind, um das Übersprechen in den getrennten Signalen weitestgehend zu beseitigen. Die bandgefilterten Videosignalgemische B_b, M_b und T_b werden einer Kammfilterschaltung zugeführt, die unter Steuerung durch das Steuersignal ein kammgefiltertes Farbsignal C_b liefert, wobei

$$C_b = 1/2\, M_b - 1/2\, [K \cdot T_b + (1 - K) \cdot B_b].$$

Das Leuchtdichtesignal Y wird dadurch gewonnen, daß das kammgefilterte Farbsignal C_b von dem einmal verzögerten, nichtbandgefilterten Videosignalgemisch M abgezogen wird, d.h.

$$Y = M - C_b$$
$$= M_L + M_b - 1/2\, M_b + 1/2\, [K \cdot T_b + (1 - K) \cdot B_b]$$
$$= M_L + 1/2\, M_b + 1/2\, [K \cdot T_b + (1 - K) \cdot B_b],$$

wobei der Index „L" die niederfrequenten Signalanteile bezeichnet.

NaP 150

Bio-Nachrichten-System

DE-OS:	3721224
Int.-Cl.:	H 04 B 13/00
Anmeldetag:	26. 06. 87
Anmelder:	*Duhse, Günther,* München, DE

Diese Erfindung betrifft eine zivile sowie militärische Nachrichtenübermittlung auf Bio-Rhythmischen-Schwingungen. Die Nachrichtenübermittlung geschieht durch Organismen, die genetisch identisch sind, gleiche Bio-Rhythmische-Schwingungen haben und in Resonanz stehen.

Durch Hilfsmittel werden diese Organismen stimuliert (erregt) und zum Schwingen angeregt. Die Anzahl von Organismen ist je nach Anwendung und Effekt verschieden. Alle Stimulationen der Organismen werden mit einer Nachricht gekoppelt.

Der Organismus oder die Organismen, die nicht erregt (stimuliert) werden, stehen mit den erregten (schwingenden) Organismen in Resonanz und empfangen diese Nachricht. Sie kann nicht direkt erkannt werden, sondern erst mit Hilfsmitteln als eine bestimmte Nachricht identifiziert und hör- oder sichtbar gemacht werden.

Mit diesem Bio-Nachrichten-System erzielt man eine Nachrichtenübermittlung, die nur von Organismen gesendet und empfangen werden, die auf den gleichen Bio-Rhythmischen-Schwingungen stehen.

Jedes Lebewesen hat seinen persönlichen Rhythmus (Schwingung), der mehr oder weniger von anderen Lebewesen abweicht. Die Natur ist so vielfältig, daß Organismen gleicher Gattung nicht gleich sind. Dadurch haben diese untereinander verschiedene Bio-Rhythmische-Schwingungen und können nicht in Resonanz stehen. Das ist für das Bio-Nachrichten-System gegenüber der elektromagnetischen Nachrichtenübermittlung sehr effektvoll.

Bis jetzt müssen alle, auch geheime Nachrichten auf elektromagnetischen Frequenzen übermittelt und kompliziert verschlüsselt werden.

Mit dem Bio-Nachrichten-System kann der größte Teil, auch geheime Nachrichten ohne Code übermittelt werden.

Mit diesem Bio-Nachrichten-System erzielt man eine Nachrichtenübermittlung von zwei oder mehreren Organismen, die gleiche genetische Bausteine besitzen und gleich schwingen. In diese Nachrichtenübermittlung kann sich kein Fremder einschalten, weil nur die in Resonanz stehen, die gleich schwingen. Für das Senden und das Empfangen dieser Nachrichten können nur Sensoren biologischer Art verwendet werden. Übliche elektronische Geräte sind dafür unbrauchbar, weil die Bio-Signale außerhalb des bekannten elektromagnetischen Spektrums liegen.

NaP 148

Verfahren und Schaltungsanordnung zum Vermindern von Störungen

DE-OS:	3808737
Int.-Cl.:	H 03 K 5/01
Anmeldetag:	16. 03. 88
Anmelder:	Philips Patentverwaltung GmbH, Hamburg, DE

Die Erfindung bezieht sich auf ein Verfahren zur Störungsminderung bei der Flankenversteilerung eines Nutzsignals durch die Verknüpfung mit einem daraus abgeleiteten Versteilerungssignal, das nur bei Überschreiten einer vorgegebenen Grenzamplitude das Nutzsignal beeinflußt, sowie eine Schaltungsanordnung zur Durchführung dieses Verfahrens.

Diese Aufgabe wird dadurch gelöst, daß dem Versteilerungssignal vor der Verknüpfung mit dem Nutzsignal ein Störunterdrükkungssignal überlagert wird, das dem negativen, auf die Grenzamplitude begrenzten Versteilerungssignal entspricht.

Das Verfahren ist für die Aufbereitung jedes Signals anwendbar, dessen Flanken beispielsweise durch die Übertragung über einen frequenzbandbegrenzenden Übertragungskanal verschliffen sind. Vorzugsweise eignet es sich für die Aufbereitung eines Fernsehsignals zur Erhöhung der Bildschärfe. Die dabei zur Rauschunterdrükkung verwendete Schwellwerteinrichtung und insbesondere der diese bildende amplitutenabhängig gesteuerte Verstärker sind dabei einerseits verhältnismäßig aufwendig aufgebaut und können andererseits selbst neue, zusätzliche Störungen erzeugen, die dem Fernsehsignal dann überlagert werden. Diese Nachteile werden durch das erfindungsgemäße Verfahren und die danach arbeitende Schaltungsanordnung vermie-

den. Es zeigt sich nämlich, daß die Überlagerung des Versteilerungssignals mit dem gegenphasigen, amplitudenbegrenzten Störunterdrückungssignal sehr einfach ausführbar ist und eine wirksame Unterdrückung der Störungen im Versteilerungssignal ergibt, ohne dabei gleichzeitig neue merkliche Störungen hervorzurufen. Insgesamt werden alle Störungen mit mäßiger Amplitude ausgelöscht, während Anteile höherer Amplitude im Versteilerungssignal um die Grenzamplitude reduziert erhalten bleiben.

Eine Schaltungsanordnung zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens enthält demgemäß eine Versteilerungssignalstufe und eine Störunterdrückungsstufe, in der das Störunterdrückungssignal erzeugt und dem Versteilerungssignal überlagert wird. Vorzugsweise liefert dabei die Versteilerungssignalstufe das Versteilerungssignal an zwei Gegentakt-Stromausgängen, von denen in der Störunterdrükkungsstufe jeder mit einem Reihenwiderstand und dem Steueranschluß eines von zwei Transistoren verbunden ist, deren Hauptstrompfade an ihrem einen Ende miteinander an eine Speisestromquelle angeschlossen und an ihrem anderen Ende mit dem vom Gegentakt-Stromausgang abgewandten Anschluß des zugehörigen Reihenwiderstandes verbunden sind. Die Störunterdrückungsstufe umfaßt dann lediglich die Reihenwiderstände, die Transistoren und die Stromquelle und ist damit sehr einfach aufgebaut. Der Strom der Speisestromquelle kann einstellbar sein. Durch ihn wird unmittelbar die Grenzamplitude bestimmt, die dadurch leicht steuerbar ist. Da bei der beschriebenen Anordnung lediglich die Reihenwiderstände in die Signalübertragungswege eingefügt sind, entstehen einerseits in der Störunterdrükkungsstufe keine neuen Störungen, andererseits werden die Impedanzverhältnisse durch Veränderungen der Grenzamplitude nicht geändert. Es sind dann trotz der Einstellmöglichkeit stets identische Signalübertragungseigenschaften gegeben.

NaP 146 *D. Ufert*

Buchbesprechungen

Zuverlässigkeit strukturierter Systeme

Von *F. Beichelt*
Reihe Automatisierungstechnik Bd. 229
Berlin: Verlag Technik 1988
88 Seiten, 47 Bilder, 8 Tafeln, Broschur, 4,80 M

Mit den wachsenden Anforderungen an die Zuverlässigkeit technischer Systeme gewinnen Modelle und Methoden zur Berechnung der Systemzuverlässigkeit zunehmend an Bedeutung. Die Nutzung der modernen Computertechnik und deren Integration bereits in den Lösungsansatz ist dabei Herausforderung und Notwendigkeit zugleich. Das vorliegende Buch dient diesem Anliegen mit Bezug auf das Boolesche Zuverlässigkeitsmodell.

Die Abschnitte 2, 3 und teilweise auch 4 sind der Einführung, der Verständigung über Begriffe und grundlegende Zusammenhänge sowie dem Überblick gewidmet. Abschnitt 2 behandelt und definiert „klassische" Zuverlässigkeitskenngrößen, Abschnitt 3 ist ein Überblick über elementare Systemstrukturen. Gegenstand des Abschnittes 4 sind binäre monotone Systeme (Boolesche Zuverlässigkeitsmodelle). Im Mittelpunkt dieses Abschnittes stehen logischerweise Darstellungsformen der Strukturfunktion (Boolesche Systemfunktion) sowie Methoden und Algorithmen zu deren Gewinnung, insbesondere auch Algorithmen zur Überführung in die für die numerische Zuverlässigkeitsanalyse erforderliche Orthogonalform bzw. Linearform. Betrachtungen zu Importanzkriterien schließen den 4. Abschnitt ab.

Abschnitt 5 befaßt sich mit (stochastischen) Netzstrukturen. Unter Nutzung graphentheoretischer Methoden zur Erfassung und Darstellung der Netztopologie werden Netze mit ausfallbehafteten Kanten betrachtet. Den auf Zusammenhangswahrscheinlichkeiten beruhenden stochastischen Zuverlässigkeitskenngrößen werden deterministische Zuverlässigkeitskenngrößen gegenübergestellt. Hauptgegenstand des 5. Abschnittes bilden Verfahren zur numerischen Zuverlässigkeitsanalyse, insbesondere Suchverfahren und zugehörige Algorithmen zur Erzeugung der Minimalwege, Minimalschnitte oder Gerüste. Betrachtungen zur Domination, Reduktion, Dekomposition und Transformation von Netzstrukturen schließen Abschnitt 5 und damit das Buch ab.

Dieses Buch, das sich an Ingenieure, Ökonomen und Naturwissenschaftler wendet, bemüht sich mit Erfolg um eine verständliche, übersichtliche und praxisbezogene Darstellung des Stoffes, wenn auch die „Handschrift" des Mathematikers deutlich spürbar ist. Dem formulierten didaktischen Anliegen dient die Zusammenstellung von Grundbegriffen und fundamentalen Zusammenhängen, die umfangreiche Untersetzung mit numerischen Beispielen und die Angabe von Algorithmen und nachnutzbaren Computerprogrammen. Das Buch kann sowohl theoretisch als auch praktisch interessierten Lesern empfohlen werden.

NaB 835 *E. Michler*

Berechnungsgrundlagen für die Elektrotechnik/Elektronik

Formeln, Tabellen, Beispiele
Von *H. Meinhold*
Ehningen: expert-verlag 1987. 1. Auflage.
208 Seiten, zahlreiche Bilder, broschiert

Der Verfasser möchte mit diesem Buch Berechnungsformeln der Elektrotechnik/Elektronik für die problemlose Anwendung bei der Lösung von Standardaufgaben anbieten. Es soll also z.B. Technikern, die sich bei der Ausführung von einfachsten Berechnungen nicht weiter als unbedingt nötig mit Hintergründen und Herleitungen befassen wollen, das aufwendige Suchen in Hand- und Lehrbüchern erspart werden. Dieses Anliegen ist sicher ernst zu nehmen, aber wohl nicht so einfach zu verwirklichen. Für die erfolgreiche Anwendung der oft harmlos aussehenden Formeln in der Praxis kann man auf die Dauer auf einiges Wissen über die Voraussetzungen und Vernachlässigungen, die die Aufstellung dieser in jedem Fall vereinfachten Beziehungen ermöglicht haben und unter denen sie dann auch gelten, nicht verzichten. Die entsprechenden Hinweise werden in dem vorliegenden Buch nur sehr sparsam gegeben.

Der Stoff ist übersichtlich unter Einbeziehung von Rechenhilfen sowie von Tabellen und einigen Nomogrammen in 13 Abschnitte gegliedert. Man findet Formeln über die Analyse einfacher Stromkreise bei Gleichstrom, Berechnung von Standardformen des elektrischen und des magnetischen Feldes, insbesondere des magnetischen Eisenkreises, es folgen Einphasen-Wechselstromkreise, Drehstrom, Fourieranalyse, Übertragungstechnik, Halbleiterschaltungen, Lichttechnik, und die Tabellen. Ein Stichwortverzeichnis ist vorhanden, auf Literaturhinweise wurde verzichtet. Die Anwendung der Formeln wird mit Zahlenbeispielen demonstriert. Es gibt aber offenkundige Mängel, wie z.B. Formelzeichen, die nicht einheitlich verwendet werden: die Fläche mit S, F und auch mit q — Bezeichnungen, die in anderem Zusammenhang im Buch auch andere Bedeutungen haben. Die Verwendung einheitlicher Formelzeichen ist zu empfehlen. Auf S. 101 entnimmt man $X_c = \frac{1}{C}$, auf S. 130 dagegen $X_c = \frac{1}{j \omega C}$, wobei das keine Druckfehler sind, die bedauerlicherweise auch vorhanden sind. Weiterhin wird nicht z die Stromquelle systematisch als Netzwerkelement an entsprechender Stelle eingeführt, sie taucht ohne Erklärung im Ersatzschaltbild eines Transistors auf. In Bildern findet man Spannungspfeile mit 2 Spitzen; die Beziehung zwischen Stromrichtung und Orientierung des Spannungsabfalls ist nicht einheitlich geregelt, gelegentlich wird in den Schaltbildern auch ganz auf Spannungspfeile verzichtet. Komplexe Größen (Zeiger) werden nicht einheitlich formelzeichenmäßig von reellen Größen unterschieden. Wenn sich Formeln auf Schaltbilder beziehen, wäre es gut gewesen, durchgängig die verwendeten Größen auch in die Schaltbilder einzutragen. Nicht sinnvoll sind die Überschriften 5.7. „Der Kondensator im Gleichstromkreis" und 6.8. „Die Induktivität im Gleichstromkreis". Behandelt werden unter diesen Überschriften Schaltvorgänge.

So ist das Buch für Studenten oder Teilnehmer an Fortbildungsveranstaltungen nur bedingt zu empfehlen. Zwar lassen sich auf der Grundlage dieses Buches Standardaufgaben lösen, befürchtet werden muß jedoch eine Verunsicherung bezüglich der angesprochenen Methoden.

Für eine weitere Auflage des Buches ist eine Überarbeitung angeraten.

NaB 846 *H. Krambeer*

Data Communication, Computer Networks and OSI

Von *F. Halshall*
Reading: Addison-Wesley Publishing Company Inc.
2. Aufl. 1988, 549 Seiten, gebunden
(in Englisch)

Das Buch ist die zweite, bearbeitete Auflage des 1985 erschienenen Werkes, Introduction to data communications and computer networks. Es erfaßt in 10 Kapiteln, die in drei thematisch abgeschlossene Teile gegliedert sind, und in 5 Anhängen das aktuelle Wissen der Datenübertragung. Die reiche Bebilderung mit aussagekräftiger Darstellung verstärkt das Verständnis.

Teil 1 „Datenübertragung".

Im Kapitel 1 „Verteilte Systemarchitekturen" werden die Fernmeldenetze klassifiziert, die historischen Entwicklungen betrachtet, nichtöffentliche Rechnernetze und öffentliche vermittelnde Datennetze sowie Lokal Area Networks (LAN) in ihren Grundlagen dargestellt und Aktivitäten einer Standardisierung beleuchtet.
Das Kapitel 2 betrachtet die „elektrische Schnittstelle". Das Übertragungsmedium, die Signaltypen und die Standards für die physikalische Ebene werden herausgestellt. Unterteilt in lokale Kommunikation und Kommunikation in öffentlichen Telekommunikationsnetzen werden hier Realisierungsmöglichkeiten elektrischer Schnittstellen für unterschiedliche Bitraten, unterschiedliche Übertragungsverfahren und deren Zusammenhänge aufgezeigt.
Dem schließt sich folgerichtig im Kapitel 3 „Datenübertragung" die Darstellung der Grundlagen für eine Datenübertragung, der Kontroll- und Steuermechanismus, der Synchronisationsfragen und der Fehlererkennungsmethoden an.
Im Kapitel 4 werden die „Protokolle für Datenverbindungen" erarbeitet. Ausführlich sind die Fragen einer Fehlererkennung dargelegt, verschiedene Verfahren beschrieben und bezüglich der Anwendung der Zusammenhang zu anderen Abschnitten des Buches herausgearbeitet. Eine wichtige Aufgabe bei der Datenübertragung ist die Flußsteuerung. Dabei wird der Windowmechanismus (Fenstersteuerung), wie er später bei der paketvermittelnden Datenübertragung benötigt wird, eingeführt und die entsprechende Prozedur auch bez. ihrer Effizienz am Beispiel dargestellt. Die Betrachtung des Leitungsmanagements rundet diese Aussagen ab.
Die „Terminalnetze" sind Inhalt des Kapitel 5. Dabei kommen die charakteristischen Merkmale eines Terminals zum Ausdruck. Darauf aufbauend, sind die Spezifika in Terminalnetzen aufgeführt und die dafür zu nutzenden Protokolle in Verbindung mit verschiedenen Topologien betrachtet.

Teil 2 „Rechnernetze".

Es stehen Betriebsverfahren der verschiedenen Arten von Datennetzen ausgerichtet auf die Probleme einer Rechner-Rechner-Kommunikation und verschiedener Schnittstellen und Protokolle im Mittelpunkt. Im Kapitel 6 werden die vielfältigen Fragen der „Rechnerkommunikation" behandelt. Einführend ist das OSI-Referenzmodell mit einer anschaulichen Einordnung in die Umwelt der Kommunikationsforderungen dargestellt. Dem schließt sich eine Gegenüberstellung der Aktivitäten zur Standardisierung offener Kommunikationssysteme aus der Sicht des CCITT und der ISO an. Dabei lassen die unterschiedlichen Anwendungsfälle in LAN und in öffentlichen, globalen Fernmeldenetzen unterschiedliche Lösungsvarianten deutlich werden. Der Begriff Dienst wird definiert und eine Protokollspezifikation vorgenommen. Ausgehend von der Transportebene des OSI-Referenzmodells wird das Prinzip der Anwendung verdeutlicht. Die Schritte der Betrachtung (Modell — Nutzerdienste — Protokolle — Datentransfer) führen zur Beschreibung der Netzdienste, der Protokollspezifikation und der -implementation.
Darauf baut das Kapitel 7 — „Öffentliche Datennetze". Die Charakteristika wie physikalische Verbindungen, virtuelle Verbindungen, logische Kanäle, Transportebene, Paketebene, Verbindungsebene usw. werden anschaulich eingeführt und an Hand des paketvermittelnden Datennetzes, des leitungsvermittelnden Datennetzes und des perspektivischen dienstintegrierenden digitalen Nachrichtennetzes (ISDN) verdeutlicht. Mit der Auswertung entsprechender CCITT-Empfehlungen für den jeweiligen Betrachtungsgegenstand schließt sich hier der Kreis zu den Ausführungen in vorhergehenden Kapiteln. Das Kapitel 8 ist den „Local Area Networks" (LAN) vorbehalten. Topologie, Übertragungsmedium, Zugriffsverfahren zum gemeinsamen Übertragungsmedium, Netztypen, Protokolle werden betrachtet und in verschiedenen Lösungsvarianten gegenübergestellt. Interessant erscheint hier die Tatsache, daß digitale Nebenstellenanlagen aufgrund ihrer Topologie in ein Konzept der LAN eingeordnet sind.

Teil 3 „OSI-Referenzmodell".

Im Kapitel 7 werden die „anwendungsorientierten Protokolle" des Modells behandelt. Sitzungs-, Präsentations- und Applikationsebene werden ausführlich dargestellt. Die inhaltliche Verbindung zu den vorherigen Kapiteln fällt direkt ins Auge. Neben anderen Beispielen wird die Anwendung an Hand des Message Handling Service (MHS) und des Manufactury Message Service (MMS) herausgearbeitet. Im abschließenden Kapitel 10 werden „Systemaspekte" diskutiert. Unter Systemaspekten werden hier die OSI-Umgebung (z.B. Manufacturing Automation Protocols MAP) die kommunikativen Beziehungen der einzelnen Ebenen des Referenzmodells, die Implementations-Methodologie und das System- und Ebenen-Management verstanden. Konsequent wird das in den vorigen Kapiteln erarbeitete Wissen hier eingesetzt.
Im Anhang des Buches ist eine Übersicht über Datensicherungsverfahren, über Standards von Protokollarchitekturen und in den Standardisierungsorganisationen mit ihren wesentlichen Aktivitäten aufgenommen. Ein Fachwortglossar mit Definitionen und Erläuterungen der wichtigsten im Buch verwendeten Begriffe schließt die Darstellungen ab. Das Literaturverzeichnis enthält nur grundlegende Werke. Der Vor- und Nachsatz des Buches enthält jederzeit griffbereit das Abkürzungsverzeichnis.

Halshall hat es verstanden, in einem noch überschaubaren Umfang das Wissen so aufbereitet darzustellen, daß alle Einflüsse der Schnellebigkeit in den Entwicklungen zur Datenkommunikation auf ein Minimum eliminiert worden sind und grundsätzliche Betrachtungen im Vordergrund stehen. Wer firmenspezifische Lösungen sucht, wird diese im vorliegenden Buch nicht finden. Text und Bild ergänzen sich vorteilhaft. Wo möglich, wurden Prinzipien, Algorithmen und grundlegende Zusammenhänge grafisch deutlich gemacht. Vorteilhaft für den Lernenden ist, daß der Autor am Anfang der Kapitel das Ziel der nachstehenden Betrachtungen erklärt und so immer eine Erwartungshaltung beim Lernenden initiiert wird, die auch beim weiteren Studium befriedigt wird. Alle Kapitel enden mit einer Zusammenfassung und mit einer Übersicht, wie die behandelten Probleme zusammenhängen und welche Verbindungen zu anderen Aussagen in anderen Kapiteln bestehen. So ist ein zielgerichtetes Selbststudium vorprogrammiert. Die Vielzahl der eingefügten Beispiele und die Übungsaufgaben mit Lösungen am Ende der Abschnitte erläutern das noch. Sie zeigen aber auch, daß Halshall ein erfahrener Hochschullehrer ist. Kompliziertes Wissen ist methodisch und didaktisch aufbereitet und anschaulich dargestellt worden.
Der Fachmann der Datenverarbeitung oder Datenübertragung und der Büro- und Datenkommunikation findet in dem Buch eine Zusammenfassung aller grundlegenden Probleme und kann es als Kompendium nutzen. Für HS-Lehrer ist es ein Werk, das sie im Unterricht nutzen können. Der Lernende findet die Grundfragen der Datenübertragung frei von Ballast, aber konsequent am OSI-Referenzmodell orientiert dargestellt, kann in die Probleme ohne Schwierigkeiten eindringen und sich erforderliches Fachwissen erarbeiten. Für die letztere Gruppe ist das Buch primär gedacht.

NaB 848 *W. Bärwald*

Einführung in die theoretische Elektrotechnik

Von *K. Küpfmüller*
Berlin: Springer-Verlag 1988, 12. verbesserte Auflage
584 Seiten, 623 Bilder, gebunden

Die Entwicklung der Elektrotechnik/Elektronik ist durch eine immer stärker werdende wissenschaftlich-theoretische Durchdringung der ingenieurtechnischen Arbeit und die rasche Zunahme der zu verarbeitenden neuen Erkenntnisse gekennzeichnet. Dabei ist eine weitere Differenzierung der Arbeitsgebiete im Trend erkennbar, wobei zwei Hauptaspekte bestehen: 1. stofflich-materieller Aspekt (physikalische Grundlagen) und 2. Informatikaspekt. Für das Studium auf dem Gebiet des Elektroingenieurwesens einerseits und für die spätere Berufstätigkeit des Studenten, d.h. auch seine Weiterbildungsfähigkeit andererseits, gewinnt die Darstellung der ingenieurtheoretischen Grundlagen als integrales Element eine Schlüsselfunktion. Das Lehrbuch von *K. Küpfmüller* ist hierfür ein klassisches Beispiel. Mit den bis 1973 erschienenen 10 Auflagen und der 1984 von *G. Bosse* bearbeiteten 11. Auflage hat das Lehrbuch

vielen Studentengenerationen den Einstieg in die theoretischen Grundlagen der Elektrotechnik geliefert. In der nunmehr vorliegenden 12. Auflage wird die übersichtliche Stoffgliederung und -auswahl der 11. Auflage beibehalten, sie entspricht den modernen Anforderungen zur Darstellung der theoretischen Grundlagen zur Feldberechnung, zu den Leitungen und zur linearen und nichtlinearen Netzwerkanalyse und -synthese. Damit der Charakter des Grundlagenlehrbuches, das die fachspezifische Vertiefung vorbereiten und erleichtern soll, weiter ausgeprägt wird, ist es erforderlich, ständig neue Erkenntnisse und mathematische Methoden für das ingenieurwissenschaftliche Theoriengebäude aufzunehmen. Diese anspruchsvolle Aufgabe wurde jetzt von *G. Kohn* übernommen.
Die Stoffdarstellung, eine Inhaltsangabe soll hier nicht vorgenommen werden, erfolgt in bewährter Weise nach dem induktiven Prinzip; sie beschreibt die physikalischen Grundtatsachen sowie die mathematischen Methoden, aus denen ein einheitlicher theoretischer Zusammenhang hergestellt wird. Hervorhebungen wesentlicher Gleichungen sowie die Rückkehr zum ursprünglichen Format tragen zur Weiterpflege dieses wertvollen Lehrbuches bei.
Die an jedem Kapitelende aufgeführten Literaturhinweise sind hilfreich zur weiteren Vertiefung; sie sollten künftig mehr dem internationalen Stand entsprechen.
Ausgehend von der Tatsache, daß die Feldberechnung gegenwärtig immer stärker Einzug in die interdisziplinäre ingenieurwissenschaftliche Arbeit hält, empfiehlt sich für die weitere Anpassung des Lehrbuches die Berücksichtigung von Feldproblemen zur Mikroelektronik (z.B. MOS-Kurzkanaltransistor) und Sensortechnik sowie die Aufnahme der Integralsätze zur Feldberechnung und die Ausführung von numerischen Verfahren zur Lösung der skalaren Potentialgleichungen. Mit der 12., verbesserten Auflage wird in gelungener Weise das klassische Lehrbuch von *K. Küpfmüller* fortgeführt.

NaB 844 *H. Uhlmann*

Digitale Signalprozessoren

Von *E. Prochaska*
Reihe Kontakt & Studium Bd. 244
Ehningen: expert verlag 1988
292 Seiten, 127 Bilder, Broschur

Basierend auf den gewaltigen Fortschritten beim Entwurf und der Realisierung mikroelektronischer Komponenten erlangen die digitale Signalverarbeitung und damit die speziellen Elemente ihrer Verwirklichung zunehmende Bedeutung. Es ist höchst anerkennenswert, daß sich ein kompetentes Autorenteam zusammengefunden hat, um sowohl Grundlagen als auch aktuell bedeutsame Realisierungsdetails digitaler Signalverarbeitung in komprimierter Form darzustellen.
Im Kapitel 1 wird eine ganz knappe Einleitung zum Thema gegeben, vorrangig zur Begriffserläuterung. Wie schnellebig die Zeit ist, wird an der enthaltenen Übersicht 1.2 deutlich (Übersicht über Mikroprozessoren), die bei I 8086 bzw. I 432 aufhört und damit wesentliche Prozessoren der Firma Intel ausklammert. Gegenstand des Buches sind aber digitale Signalprozessoren, und diesem Anliegen werden die nachfolgenden Kapitel voll gerecht.
Anzumerken ist besonders, daß für die Gestaltung des Buches vom allgemeinen Charakter der Bezeichnung „digitaler Signalprozessor" ausgegangen wird und damit nicht sofort die häufig ausschließlich darunter verstandene monolithische Lösung vorgestellt wird. Im Gegenteil, das in bestimmten Anwendungen gebrauchte Prinzip der Mikroprogrammierung bildet einen Schwerpunkt des Buches.
Im Kapitel 2 wird eine kurzgefaßte, allgemeinverständliche Einführung in die Mikroprogrammierung gegeben. Diese Ausführungen werden im Kapitel 3 mit einem gut passenden Beispiel (Türsteuerung) fortgesetzt. Es erfolgt in diesem Kapitel eine Aufweitung des Verständnisses für die Gesamtproblematik „Digitale Signalverarbeitung" mit Akzentuierung der Steuerungsproblematik in Vorbereitung der Vorstellung mikroprogrammierbarer digitaler Signalprozessoren.
Im Kapitel 4 wird ein Überblick über Anwendungsbereiche von Signalverarbeitungssystemen für digitale Echtzeitverarbeitung vermittelt. Es erfolgt die Einführung grundlegender Begriffe, allerdings ohne detaillierte theoretische Ausführungen. Somit werden Anregungen zur gezielten eigenen Weiterarbeit vermittelt. Die vorgestellten Hard- und Softwarelösungen tragen den Charakter der „Eigenwerbung" für die Arbeitsergebnisse der MEDAV. DDR-Leser sind hier ohne Nachvollzugsmöglichkeit, erhalten aber anschauliche Eindrücke von den praktischen Möglichkeiten digitaler Signalverarbeitung.
Ähnlich sind die Kapitel 5 und 6 zu beurteilen. Anhand von Spezialschaltkreisen werden im Kapitel 5 überzeugend Effekte der Parallelisierung bzw. des Pipeline-Betriebs vorgestellt. Im Kapitel 6 wird ein Überblick über den aktuellen Entwicklungsstand und erreichte Parameter bei einzelnen Komponenten wie Multiplizierer, FIR-Filter-ICs, Gleitkomma-Arithmethik-Schaltkreisen, Schieberegistern, FIFOS und AD- bzw. DA-Wandlern vermittelt. Zum Teil wird für den sich in die Probleme der digitalen Signalverarbeitung einarbeitenden Leser eine recht gute Hilfestellung durch anschauliche Erläuterungen der den Bauelementen zugrundeliegenden Algorithmen gegeben. In den Kapiteln 7 und 8 wird umfangreich, informativ und dabei anschaulich jeweils eine Signalprozessorfamilie vorgestellt. In Kapitel 7 ist das die Familie TMS 320 als Vertreter für eine Reihe von monolithischen Realisierungen, die in Architektur und Programmierung bekannten herkömmlichen Mikrocomputern ähneln. In Kapitel 8 werden dagegen als Vertreter der mehr in Richtung Mikroprogrammierbarkeit orientierten Lösungen der uPD 7720 und die ASP- Familie von NEC vorgestellt. Bei beiden Kapiteln ist positiv anzumerken, daß der Umfang und die Form der Darlegungen zu den Prozessoren ein rasches überblicksmäßiges Erfassen der typischen Merkmale wie auch spezifischer Besonderheiten ermöglicht. Für ein tieferes Verständnis bzw. gar im Falle konkreter Einsatzuntersuchungen ist das Heranziehen entsprechender Applikationsunterlagen natürlich unabdingbar. Unter diesem Gesichtspunkt müssen auch die für die NEC-Schaltkreise auf knapp 40 Seiten vorgestellten Anwendungsbereiche nur als Anregungen verstanden werden und sollten den Leser ob ihrer relativ fragmentarischen Ausführung nicht verschrecken!
Gut ist in beiden Kapiteln die aus der Familiendarstellung abgeleitete Darlegung von Entwicklungsphilosophien der Firmen bez. Ansätzen für zukünftige Produkte. Kapitel 9 enthält eine kurze Zusammenfassung und es werden viele gute, aus eigenen Erfahrungen verallgemeinerte methodische Hinweise für „Einsteiger" in das Gebiet praktischer Lösungen von Aufgabenstellungen der digitalen Signalverarbeitung vermittelt. Ganz zum Abschluß folgt dann noch eine Zusammenstellung grundlegender und auch spezieller, aktueller Literaturquellen.
Insgesamt ist durch offenbar sorgfältiges Editieren ein nur durch sehr wenige Druckfehler (Kapitel 6) und eine Abbildungsdopplung (S. 28/64) getrübtes kollektives Werk entstanden, das technisch-naturwissenschaftlichen Fachkräften aus Forschungs- und Entwicklungsbereichen sowie Dozenten aller Fachrichtungen, die sich über den aktuellen Stand digitaler Signalprozessoren informieren wollen, zur Einarbeitung sehr nützlich sein kann. Grundkenntnisse in der Digitalelektronik und vor allem Mikroprozessortechnik sind als Voraussetzung für das Verständnis des Stoffes notwendig; spezielle Programmierkenntnisse hingegen werden für das Studium dieses Buches nicht vorausgesetzt.

NaB 837 *W. Mierau*

Vermittlungstechnik

Von *K.-L. Plank*
net-Buch Telekommunikation
Heidelberg: R. v. Decker's Verlag, G. Schenck GmbH 1988
211 Seiten, 90 Bilder, kartoniert

K.-L. Plank hat wieder ein wichtiges Buch geschrieben. Nach seinen „Grundgedanken zur Gestaltung zukünftiger Fernmeldenetze" (2. erw. Auflage 1988) erscheint die vorliegende Arbeit mit dem einfachen Titel „Vermittlungstechnik" als Übersichtsarbeit, die in das Arbeitsgebiet einführen soll. Sind heute allgemein vermittlungstechnische Bücher schon rar, einen Überblick über das gesamte Gebiet als Grundlage für Studentenausbildungen, Spezialisten der allgemeinen Nachrichtentechnik, Bauelementetechnik oder Rechentechnik gibt es kaum.
So ist es verdienstvoll, aus der Sicht eines erfahrenen Fachmannes das Wichtigste in Kürze lesen zu können. Die ersten 60 Seiten befassen sich nach einer guten Aufgabendarstellung mit der elektromechanischen Vermittlungstechnik. Akzeptabel unter Berücksichtigung der Tatsache, daß der überwiegende Bestand auf der Welt noch dieser Kategorie angehört. Dabei ist das Wichtigste bis zur elektromechanischen Steuerung (Flußdiagramm) und der Registerankopplung erfaßt.
Danach folgen die zentralgesteuerten elektronischen Vermittlungsstellen bis zu ihren Kopplerstrukturen. Alle Reed- und Ferreedvarianten der „Quasielektronik" werden noch einmal „wach", ehe die vollelektronische Vermittlungstechnik folgt.
Sie wird auf 70 Seiten abgehandelt in gut

verständlicher Form, wobei ZRZ-Strukturen, Softwaregrundfragen, ebenso zu finden sind wie Digitalkoppler für unterschiedliche Bitraten (Zusatzkoppler), deren „Massenanwendung noch nicht befriedigen kann (Kapitel 5.4.3). Da später unter 6.5 nochmals expliziert auf Breitbandsysteme eingegangen wird und auch nicht neueste Probleme (z.B. ATM) erwähnt werden, hätte man sich ein zusammengefaßteres Kapitel dafür besser vorstellen können.

Über den Teilnehmeranschlußbereich wird das Wichtigste gesagt, auch zum schmalbandigen ISDN.

Ein kleines Kapitel behandelt die Paketvermittlungstechnik (einschl. fast packet switching) im groben Überblick und mit Schnittstellen und Datexnetzangaben.

Den Schluß bilden 15 Seiten „Grundlagen der Nachrichtenverkehrstheorie" (Verlustsysteme, Wartesysteme). Praktisch eine Formelsammlung mit Text, die lehrerfahrungsgemäß kaum ausreichen dürfte, um die Verkehrstheorie (ohne Kenntnis der Wahrscheinlichkeitslehre) zu begreifen.

Ohne auf die Problemdarstellung Poisson-Bernoulli eingehen zu wollen (Abweichungen sind auch bei mittleren Bündeln sehr gering), hat schon Bretschneider (im Störmer 1966, S. 176) darauf hingewiesen, daß man für kleine B_i bei Berechnung mehrstufiger Anordnungen die einfache Addition ($B_{ges} = B_1 + B_2 + \quad + B_n$) verwenden kann (S. 192, Formel 8.36).

Ein Literaturverzeichnis mit 39 Quellen gibt dem Leser Hinweise zur Vertiefung des Stoffes. Alles in allem, ein gutes und notwendiges Buch unserer Nachrichtentechnik.

NaB 851 *K.-H. Kleinau*

Nachrichten-Übertragungstechnik

Grundlagen — Komponenten — Verfahren — Systeme

Von *U. Freyer*
München: Carl Hanser Verlag 1988. 2. Auflage.
468 Seiten, 494 Bilder, Kunstleder

Das Buch ist ein Einführungswerk auf Fachschulniveau, das in der Reihe „Lernbücher der Technik" (Herausgeber Oberstudiendirektor Manfred Mettke) erschien.

Inhaltlich überdeckt es ein umfangreiches Stoffgebiet, vermittelt in 4 Hauptkapiteln:

1. Grundlagen der Übertragungstechnik (131 S.)
   Grundgrößen, Grundbegriffe, Grundschaltungen, Systembetrachtung
2. Komponenten (71 S.)
   Elektroakustische und elektrooptische Wandler, gesteuerte Schalteinrichtungen, Leitungen, Antennen, AD- und DA-Umsetzer
3. Verfahren (66 S.)
   Modulation und Demodulation, Codierung und Decodierung, Multiplexverfahren
4. Systeme (119 S.)
   Fernmeldetechnik, Rundfunk, Richtfunk, Satellitenfunk, Ortung und Navigation, Kommunikationsnetze.

Die theoretische Basis ist die komplexe Wechselstromrechnung, einschließlich Fourier-Reihendarstellung.

Die Analogtechnik bzw. „klassische" Technik überwiegt. (Hier erhebt sich die konzeptionelle Frage, in welchem Umfang die herkömmliche Technik in einem solchen Einführungswerk aufgearbeitet werden muß.) Immerhin sind die modernen digitalen Lösungen vertreten. Bei der thematischen Vielfalt, beginnend mit Grundlagen der Elektrotechnik bis zu Vermittlungstechnik, Farbfernsehtechnik, Radartechnik u.ä. kann es nicht ausbleiben, daß die Kurzfassung von eigentlich auf höherem Niveau abzuhandelnden Sachverhalten den Leser wohl teilweise überfordert.

Einige Abschnitte haben lexikalischen Charakter mit vorzugsweise qualitativer Beschreibung. Vom Rezensenten werden das 1. und das 4. Hauptkapitel vom Standpunkt der Lehre als besonders wertvoll erachtet, die Hauptkapitel 2 und 3 bleiben zu sehr an der Oberfläche (Das kann aus Umfangsgründen auch nicht wesentlich anders sein, es sei denn, man entschließt sich zum Weglassen.)

An einigen Stellen finden sich leider mißverständliche Aussagen (z.B. Laufzeit in Verbindung mit Kanalkapazität, Rauschleistung eines Widerstandes).

Vom didaktischen Standpunkt ist das Buch vorbildlich gestaltet. Auf den senkrecht geteilten Seiten werden rechts, Formeln, Bilder und wichtige Sachverhalte, auch Lösungen von Kontrollaufgaben dargestellt, so daß eine Art Kurzfassung entsteht.

Zu Beginn jedes Kapitels werden die Lernziele formuliert.

In den Text sind viele numerische Beispiele eingestreut sowie Übungsaufgaben und Testfragen, die am Schluß des Buches in einem Abschnitt „Lösungen" (42 S.) beantwortet werden.

Ungeachtet der kritischen Anmerkungen ist das Buch als wertvolle Bereicherung des Angebots einzuordnen das Fachschulstudenten aber durchaus auch Hochschulstudenten als Einführungs — oder Nachschlagewerk empfohlen werden kann.

Inwieweit auch Facharbeiter daraus Nutzen ziehen können (wie es der Herausgeber in seinem Vorwort prophezeit) muß abgewartet werden.

NaB 852 *D. Kreß*

Persönliches

Horst Peschel Ehrenpräsident der KDT gestorben

Im Alter von 79 Jahren verstarb am 11. April 1989 der Ehrenpräsident unserer sozialistischen Ingenieurorganisation,
Prof. Dr.-Ing. *Horst Peschel*.

Mit ihm verliert die Deutsche Demokratische Republik einen hervorragenden Wissenschaftler, der als Forscher und Hochschullehrer sowie in verantwortlichen gesellschaftlichen Funktionen aktiv für das Wachsen und Gedeihen unserers Arbeiter-und-Bauern-Staates gewirkt hat.

In seiner langjährigen Tätigkeit als Präsident und Ehrenpräsident der Kammer der Technik trug er persönlich in überzeugender Weise zur Entwicklung und Vertiefung der sozialistischen Gemeinschafts- und Bildungsarbeit der Arbeiter, Wissenschaftler und Ingenieure bei.

1948 trat *Horst Peschel* der zwei Jahre zuvor gegründeten Kammer der Technik bei. Er setzte sich sofort mit großer Aktivität für die Entwicklung der Gemeinschaftsarbeit auf seinem Fachgebiet, der Geodäsie, ein und war maßgeblich an der Bildung der Hochschulsektion der Kammer der Technik der damaligen Technischen Hochschule Dresden beteiligt.

Immer war ihm die Förderung des naturwissenschaftlichen und technischen Nachwuchses ein persönliches Anliegen. Er verstand es, seine berufliche Tätigkeit fruchtbringend mit der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit in der KDT zu verbinden. So erwarb er sich die Achtung und Anerkennung tausender Mitglieder unserer Ingenieurorganisation. 1955 wurde er ins Präsidium der KDT gewählt, auf dem 2. Kongreß der Kammer der Technik erhielt er im Januar 1959 das Vertrauen als Präsident der Kammer der Technik.

15 Jahre lang nahm er dieses hohe Amt wahr. Während dieser Zeit prägte er einen wesentlichen Entwicklungsabschnitt unserer sozialistischen Ingenieurorganisation. *Horst Peschel* war leidenschaftlicher Verfechter einer engen Verbindung von Wissenschaft und Produktion. Die Bildung der Betriebssektionen ist dafür ein typisches Beispiel. Sie vervielfachten die Leistungskraft der Organisation.

Horst Peschel stellte sein Leben voll und ganz in den Dienst der sozialistischen Gesellschaft. Er wußte die Unterstützung und Förderung durch die Partei der Arbeiterklasse sehr zu schätzen und entwickelte mit den Kommunisten, den Mitgliedern der anderen Blockparteien und den parteilosen Mitgliedern unserer Ingenieurorganisation eine konstruktive, auf die Lösung der Aufgaben gerichtete Zusammenarbeit.

1976, auf dem 6. Kongreß der Kammer der Technik, legte *Horst Peschel* das Amt des Präsidenten in die Hände eines Jüngeren. Die Ehrenpräsidentschaft, die ihm auf diesem Kongreß verliehen wurde, nahm er mit Herz und großer Aktivität bis zuletzt wahr. Er wird all denen, die ihn kannten, als ein Mensch mit tiefer Herzenswärme, Anteilnahme, Aufgeschlossenheit und großem Optimismus in Erinnerung bleiben.

Er wurde auch deshalb geschätzt, weil er keine Schmeicheleien erwartete, sondern immer einen klaren Standpunkt, Sachkenntnis und Kompetenz vertrat. So wie er an sich selbst höchste Forderungen stellte, verlangte er auch von anderen Leidenschaft und vollen persönlichen Einsatz. Stets ging es ihm um die Sache, um die Lösung der Aufgaben.

Sein verdienstvolles Wirken wurde mit höchsten Ehrungen anerkannt. *Horst Peschel* wurde unter anderem mit dem Nationalpreis, dem Vaterländischen Verdienstorden, dem Orden Banner der Arbeit sowie als Verdienter Techniker des Volkes ausgezeichnet. Die Kammer der Technik dankte ihm für sein Wirken mit der Ernst-Abbe-Medaille, der Goldenen Ehrennadel und anderen Auszeichnungen.

Das politische Engagement *Horst Peschels* für die Entwicklung von Forschung und Technik, sein rastloser Fleiß und sein hohes gesellschaftliches Verantwortungsbewußtsein ließen ihn zu einem Vorbild für viele Wissenschaftler, Ingenieure und Studenten,

Fortsetzung auf Seite 278

Dissertationen

Rechnergestützte Simulation und Optimierung schneller Datenmodems

von *Thomas Werner*, Dissertation A an der Fakultät für Technik und Naturwissenschaften der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden.

Dekan:
Prof. Dr. sc. techn. *K. Wächter*,
Vorsitzender der Prüfungskommission:
Prof. Dr. sc. techn. *H.-J. Jentschel*

Gutachter:
Prof. Dr. sc. techn. *G. Fritzsche*, Prof. Dr.-Ing. habil. *W. Glaser*, Dr.-Ing. *W. Harder*

Der Autor beschäftigt sich in seiner Arbeit mit der rechentechnischen Unterstützung des Entwurfs und der Optimierung moderner Datenübertragungseinrichtungen. Mit der digitalen Simulation von Algorithmen und Baugruppen kann der zeit- und kostenaufwendige Aufbau von Hardware-Prototypen effektiv umgangen werden.

Zur Untersuchung, Optimierung und Voraussage des Verhaltens von Baugruppen schneller Datenmodems und angrenzender nachrichtentechnischer Probleme wurde vom Autor das modulare Simulationssystem MODSIM zur zeitgesteuerten seriellen und blockweisen Simulation im Zeit- und Frequenzbereich entwickelt. Ausgehend von der Darlegung der grundlegenden Wirkprinzipien der Datenübertragung werden wesentliche Baugruppen schneller Datenmodems dargestellt und daraus die entsprechenden Simulationsmodelle abgeleitet. Besondere Beachtung kommt dabei den adaptiven Baugruppen des Modemempfängers: Pegelregelung, Taktphasenregelung, Trägerphasenregelung, Entzerrung sowie der entzerrenden Hilbertfilterung zu. Der kombinierte Hilbertfilter-Vorentzerrer ist in Form von Transversalfiltern für Normal- und Quadraturkanal ausgeführt und entlastet durch Kompromißentzerrung den adaptiven Entzerrer, der durch einen komplexen, transversalen Bandpaßentzerrer realisiert wird und damit in der Lage ist, Kanalverzerrungen bis zu 6 TF-Abschnitten auszugleichen. Die adaptive Trägerphasenregelung erfolgt durch Auswertung der Phasenablage im Basisbandbereich und die Taktphasenregelung durch Anwendung des Symmetriekriteriums. Bei der adaptiven Pegelregelung wird eine Mehrpunktregelung durch die Ermittlung der lokalen Maxima des Empfangssignals sowie der Effektivwerte in Hilbertfilter und Entzerrer realisiert. Die Leistungsfähigkeit dieser Baugruppen und der gewählten Strukturen wird mit dem Simulationssystem MODSIM für eine Übertragungsrate von 9600 bit/s in Abhängigkeit von verschiedenen Algorithmen und Parametern hinsichtlich der durch die CCITT-Empfehlung V. 56 vorgeschlagenen Kanalverzerrungen und Störungen untersucht.

NaK 62 *T. Werner*

Dr.-Ing. *Thomas Werner* (28) studierte von 1981 bis 1986 an der Sektion Technische Verkehrskybernetik der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List" Dresden, in der Fachrichtung Informationstechnik. Er diplomierte bei Prof. *G. Fritzsche* am Wissenschaftsbereich „Grundlagen der Informationstechnik" mit dem Thema „Entwurf und Aufbau eines Adressengenerators für einen FFT-Analysator". Von 1986 bis 1989 war er im gleichen Bereich als Forschungsstudent tätig. Hier beschäftigte er sich mit der Simulation und Optimierung von Algorithmen und Baugruppen schneller Datenmodems. Seit März 1989 arbeitet er als Entwicklungsingenieur im VEB Fernmeldewerk Bautzen.

Kurzinformationen

• Aus der Vergangenheit für die Zukunft lernen

Heutige, rückblickende Bewertungen der vielverzweigten Wurzeln der Elektrotechnik/Elektronik und der verschiedenen Ereignisse in ihrer Entwicklungsgeschichte ergeben — neben der damit verbundenen Bewahrung historischer Fakten und Zeugnissen sowie deren Ausschöpfung für eine traditionsbegründete Exportwerbung — wertvolle Erkenntnisgewinne für die jetzt oder künftig zu treffenden Entscheidungen über die weitere Entwicklung.

Dazu ist eine aktive Geschichtspflege unerläßlich und von verschiedenen Seiten ist damit bereits mit vorzeigbaren Erfolgen begonnen worden. Um diese Geschichtspflege weiter voranzubringen, zu vertiefen und zu koordinieren, beabsichtigt der Fachverband Elektrotechnik in der KDT eine Kommission „Geschichte der Elektrotechnik" zu bilden.

Sicherlich gibt es viele Fachkollegen, die mit Interesse an dieser Aufgabe mitwirken würden, die aus ihrem reichen Erfahrungsschatz eigene Beiträge einbringen könnten oder die (eventuell als Sammler von Literatur, Bildern bzw. Sachzeugnissen) bereit sind, die vielen (teilweise verborgenen, teilweise verschütteten) Quellen zu erschließen.

Ein Arbeitsausschuß zur Bildung der Kommission hat seine vorbereitende Tätigkeit aufgenommen und ruft mit diesem Beitrag zur Mitarbeit auf.

Alle Fachkollegen, die — direkt oder indirekt — in dieser Kommission „Geschichte der Elektrotechnik" mitarbeiten möchten, werden gebeten, ihre Bereitschaft einfach mit einer Postkarte (unter Angabe Privat- und Dienstanschrift, Telefon sowie ihres speziellen Interessengebiets in der Geschichte der Elektrotechnik) an den Fachverband in der KDT, Postfach 1315, Berlin, 1086, mitzuteilen. Bei entsprechender Anzahl von Bereitschaftserklärungen könnte im zweiten Halbjahr die Kommission gebildet werden und ihre Arbeit aufnehmen. Über den weiteren Fortgang der Arbeit wird dann zu gegebener Zeit an dieser Stelle berichtet. *H. R. Besser*

• Satelliten als Vermittlungszentralen: Die USA-Weltraumbehörde NASA hat einen neuartigen Satellitentyp in Dienst gestellt, der als Daten-Relaissatellit (DRS) bezeichnet wird. Diese Satelliten sollen den für die Verfolgung und Steuerung zuständigen Bodenstationen ermöglichen, die Funkverbindungen mit Satelliten und Raumstationen in erdnahen Bahnen sowie mit interplanetaren Sonden auch dann aufrecht zu halten, wenn sich diese außerhalb der quasioptischen Sicht befinden. Dadurch ist es nicht mehr notwendig, daß die zuständigen Bodenstationen den Datenaustausch über mehrere Bodenstationen rund um die Erde vornehmen müssen. — Aufgrund der Erfahrungen mit solchen Daten-Relaissatelliten wurde mit der Entwicklung bzw. Projektierung von Technologiesatelliten begonnen, die als integrierte Bestandteile großer Nachrichtennetze erprobt werden sollen; bei der NASA ist es der „Advanced Communications Technology Satellite" (ACTS) und bei der europäischen Raumfahrtbehörde ESA „Research into Advanced Communications Technologies for Europe" (RACE-Projekt). In der endgültigen Konzeption sollen nach einem Projekt von ANT (Backnang, BRD) sog. Informationssatelliten (INFOSAT) als Relais- und Vermittlungsstellen dienen. Derartige Satelliten können sehr große Informationsströme bewältigen, sie sind zur Vorverarbeitung, Zwischenspeicherung und Vermittlung imstande. Damit lassen sich Funktionen in verschiedenen Ebenen des integrierten globalen Nachrichtennetzes erfüllen. National und international betriebene Informationssatelliten haben im Übertragungsweg ihre Stelle zwischen den Bodenstationen der nationalen bzw. internationalen terrestrischen Nachrichtennetze. Sie können über vielfältige gegenseitige Verbindungen jede benötigte Verbindung herstellen. Bei den terrestrischen Vermittlungsstellen der Fernmeldeverwaltungen sind dann mehrere, auf verschiedene Satelliten ausgerichtete Bodenstationen zu installieren, die Teilnehmer über das Fern- und Ortsnetz mit dem INFOSAT-Netz verbinden. Für Teilnehmer mit einem hohen Verkehrsaufkommen wird es zweck-

Fortsetzung von Seite 277

für viele tausend Mitglieder der Kammer der Technik werden.

Alles für das Wohl des Volkes und für die Festigung des Friedens zu tun, bestimmte sein handeln. Sein unermüdliches Wirken und seine unvergessenen Leistungen werden in unser aller Erinnerung fortleben.

Präsidium der Kammer der Technik

mäßig sein, daß sie eine eigene kleine Erdefunktstelle (VSAT, very small aperture terminal) haben. Da die INFOSAT imstande sind, eingehende Datenströme zu verarbeiten und zu vermitteln, kann jeder Teilnehmer im Nachrichtennetz seinen gesamten Verkehr über nur eine Erdefunkstelle abwickeln.

W. Mansfeld

• **Das Telefonnetz wächst** — immer mehr Möglichkeiten stehen zur Verfügung, um schnelle elektronische Brücken aufzubauen: Fernschreiben, Teletex, Fernkopieren, Bildschirmtext, Datenverbindungen... Doch mit Riesenvorsprung bleibt das Telefon der meistgenutzte Weg in der Telekommunikation. Die neueste „Internationale Fernsprechstatistik 1988", die Siemens nach den Angaben der weltweiten Postverwaltungen zusammenstellte, weist 433 Mill. Tefefon-Hauptanschlüsse am 1. 1. 1987 aus, 19 Mill. mehr als im Vorjahr. Zählt man die schätzungsweise 260 Mill. Nebenstellen-Telefone hinzu, die in vielen Ländern nicht erfaßt werden, kommt man auf rund 700 Millionen Sprechstellen.

Mit knapp 5 Prozent pro Jahr wächst die Anzahl der Telefone langsam, aber stetig. Statistisch entfallen auf 100 Erdenbürger 8,8 Hauptanschlüsse. Die Verteilung in der Welt ist aber noch sehr ungleich und spiegelt die unterschiedliche wirtschaftliche Entwicklung wider. Doch gerade der Ausbau der Nachrichtennetze ist eine wichtige strukturelle Voraussetzung für die Wirtschaftsentwicklung. Die Statistik unterstreicht das: So hat beispielsweise in Nordamerika jeder zweite Einwohner ein Telefon, in Afrika aber nur jeder hundertste. Dazwischen liegen Ozeanien (also Australien, Neuseeland und eine Vielzahl von Inseln im Pazifik), wo auf 100 Einwohner 30 Telefone kommen, Europa (22 Telefone je 100 Einwohner), Südamerika (6), Mittelamerika (5) und Asien (3). Unter den Ländern liegt die Schweiz mit 52 Hauptanschlüssen je 100 Einwohner nach Schweden (64) weltweit an zweiter Stelle, die Bundesrepublik Deutschland (44) und Österreich (37) sind im europäischen Mittelfeld zu finden.

Der ebenfalls weltweit verfügbare Telexdienst hat mit 1,7 Mill. Teilnehmern nur den 200sten Teil der Telefonverbreitung. In absoluten Zahlen liegt hier die Bundesrepublik Deutschland (167000 Telexanschlüsse) sogar weltweit an der Spitze. Bezogen auf die Anzahl der Einwohner führen aber Luxemburg, Schweiz, Hongkong, Österreich, Belgien und Niederlande vor der BRD. Neuere Kommunikationsdienste wie Teletex, Bildschirmtext oder Mobilfunk sind noch längst nicht weltweit verfügbar, haben aber gewaltige Zuwachsraten. Doch die Spitzenstellung des Telefons wird noch lange unangetastet bleiben.

• Ein **Saug-Blas-Telefonwähler,** der Armamputierten und Querschnittsgelähmten das Telefonieren ermöglicht, ist an der Technischen Universität Berlin (West) entwickelt worden.

Telefonfunktionen dieser Zusatzeinrichtung wie „Hörer abnehmen", „Wählen" und „Hörer auflegen" werden durch Blasen und Saugen mit einem Mundstück gesteuert.

• Die Standard Elektrik Lorenz AG (SEL), Stuttgart, hat am 23. Dezember 1988 von der Deutschen Bundespost den **ersten öffentlichen Anschluß im digitalen Fernsprechnetz (ISDN)** erhalten. Das Unternehmen ist damit bundesweit erster ISDN-Teilnehmer. Weihnachtliche Glückwunschbilder, die zwischen der Stuttgarter Oberpostdirektion in der Stadtmitte und der SEL-Zentrale in Stuttgart-Zuffenhausen ausgetauscht wurden, weihten die neue Verbindung ein. Die Qualität der Bildübertragung via digitale Signale wurde von beiden Seiten als hervorragend beurteilt.

• **Satellitengestütztes Landes-Nachrichtennetz:** In Indonesien standen für den weiteren Ausbau des Landes-Nachrichtennetzes folgende Möglichkeiten zur Diskussion: Verlegung zusätzlicher Kabel, Aufbau von Richtfunkstrecken, Errichtung eines satellitengestützten Nachrichtennetzes. Die Entscheidung fiel zu Gunsten des Satellitensystems unter Verwendung des Satelliten „Palapas" und 4000 zu errichtender Bodenstationen. Als Bodenstationen werden sog. VSATs (Very Small Aperture Satellite Terminals) eingesetzt und zwar vom interaktiven Typ, d. h. sie empfangen und senden. Da die Kosten einer Bodenstation in erster Linie vom Antennenaufwand (Größe der Apertur) bestimmt werden, ergibt sich durch die Verwendung der VSATs eine technisch und ökonomisch günstige Lösung. Mit der Realisierung des Projektes wurde die Firma Scientific-Atlanta beauftragt, die Kosten sollen sich auf etwa 10 Mill. $ belaufen.

W. Mansfeld

• NEC (Japan) hat ein **Verfahren zur farbigen Faksimileübertragung** unter Verwendung eines speziellen Bildsensors vorgestellt. Das zu übertragende Dokument wird auf eine Glasplatte gelegt und abgetastet. Auch Bücher und andere gebundenen Dokumente können im Gegensatz zur herkömmlichen Faksimiletechnik, ohne daß zunächst eine Kopie gezogen werden muß, direkt abgetastet werden. Das Sensorsystem arbeitet mit 3 Farbfiltern, gelb, grün und zyanblau (dunkelblau) und liest die Unterlage mit einer Auflösung von 8 Zeilen/mm ab.

H. G. Prenzlow

• Eines der wichtigsten Themen der Audiotechnik in den letzten Jahren ist die sogenannte Quellencodierung. Darüber wurde ausführlich auf der 86. AES-Convention (Audio Engineering Society) im Hamburger Congress-Centrum vom 7. bis 10. März 1989 diskutiert, an der knapp 6000 Fachleute aus aller Welt teilnahmen. Die **Quellencodierung von Audiosignalen** bietet die Möglichkeit, hochwertige Tonsignale (HiFi) über schmalbandige (Telefon-)Kanäle beispielsweise zu übertragen oder die Aufnahme- bzw. Wiedergabezeit einer Compact-Disc (CD) auf etwa 8 bis 10 Stunden hochzutreiben. Doch ist bis dahin noch einige Forschungs- und Entwicklungsarbeit zu leisten.

Denn nach den Formeln der Informationstheorie ergibt sich für die Übertragung von einkanaligen Audiosignalen ein Datenstrom von 512 bis 800 kbit/s. Die Audiosignale müssen einerseits mit einer Frequenz abgetastet werden, die mindestens doppelt so hoch wie im Audiosignal enthaltenen Nutzfrequenzen ist, andererseits muß für je 6 dB Signal-Störabstand ein Bit für die Darstellung des Signalwerts verfügbar sein. Wenn ein für alle vorkommenden Fälle der Signalübertragung ausreichender Störabstand von wenigstens 95 dB erzielt werden soll, dann werden für die Signalwertdarstellung 16 bit benötigt.

Betrachtet man aber die Wahrnehmungseigenschaften des Menschen, so zeigen unzählige psychoakustische Befunde, daß der vom Menschen bewußt verarbeitete Datenstrom nur wenige hundert bis einige tausend Bit in der Sekunde beträgt. Das liegt daran, daß der Mensch nicht einzelne Abtastwerte des Signals, sondern Signalkomplexe als Ganzheiten erfaßt. Grundsätzlich muß es deshalb möglich sein, die abgetasteten und ins Digitale umgesetzten Signalwerte so umzucodieren, daß der Datenstrom an die Wahrnehmungseigenschaften des Menschen besser angepaßt ist.

Zunächst gibt es eine Möglichkeit, die die Informationstheorie bereitstellt: die Optimalcodierung. Bei der direkten Umwandlung der abgetasteten Signalwerte ins Digitale wird überhaupt keine Rücksicht darauf genommen wie häufig ein bestimmter Signalwert vorkommt. Die häufigen kleinen Signalwerte haben genau so viele, nämlich z.B. 16 bit, wie die ganz seltenen, sehr großen Signalwerte. Bei den kleinen Signalwerten stehen nur viele nichtssagende Nullen vor den signifikanten Bits. Die Optimalcodierung untersucht nun (theoretisch über unendlich lange Zeit) wie die Häufigkeitsverteilung der Signalwerte ist und benutzt das Ergebnis dieser Signalstatistik zur Konstruktion des Codes, der je Abtastwert im Durchschnitt weniger Bits benötigt. Da man aber bei der Übertragung nicht unendlich lange Zeit warten kann, genügt es, das Signal abschnittsweise auszuwerten, jeweils für diesen Abschnitt den Optimalcode zu bestimmen und die Signalwerte danach zu übertragen. Auf diese Weise kann der Datenstrom normaler Audiosignale um etwa den Faktor 2 reduziert werden. Mit Signalprozessoren kann der Optimalcode in Echtzeit ermittelt werden.

Andere Verfahren der Datenreduktion machen sich die Tatsache zunutze, daß die aufeinanderfolgenden Signalwerte nicht ganz unabhängig voneinander sind. Auf diese Weise ist es möglich, aufgrund einer Anzahl vergangener Signalwerte den nächsten Wert im Voraus zu schätzen, also vorherzusagen. Dieser Schätzvorgang beruht auf der Gewichtung der vorhergegangenen Signalwerte mit vorgegebenen Faktoren. Diese Gewichtung ist auch dem Empfänger bekannt. Weicht der vorausgeschätzte Wert vom tatsächlich eintretenden Wert ab, so genügt es, nur die — meist geringe — Abweichung zu codieren und zu übertragen. Auf der Empfangsseite kann der richtige Wert dann rekonstruiert werden. Je nach Komplexität des Vorhersage-(Prädiktions-) Algorithmus kann eine Reduktion des Datenstroms um den Faktor 3 bis 4 erreicht werden.

Wesentlich wirksamere Methoden ergeben sich aber, wenn die Wahrnehmungseigenschaften des Menschen ausgenutzt werden. Es sind insbesondere die sogenannten Verdeckungserscheinungen, die sich für die Reduktion des Datenstroms eignen. Laute

Töne übertönen, d.h. verdecken leise Töne, z.B. hört man, wenn der Staubsauger arbeitet das Telefon nicht. Die Datenreduktion, die die Verdeckungserscheinungen ausnutzt, erfolgt vor allem über die Bearbeitung der Signalspektren. Dazu muß das Audiosignal abschnittsweise frequenzanalysiert werden, wozu die schnelle Fourier-transformation (Fast Fourier Transformation — FFT) benutzt wird, die mit Signalprozessoren in Echtzeit ausgeführt werden kann. Das Resultat der FFT sind Spektralkomponenten nach Betrag und Phase. Diejenigen Komponenten, die aufgrund der bekannten psychoakustischen Befunde verdeckt sind, werden Null gesetzt. Die verbleibenden — nicht verdeckten — Beträge und Phasen werden mit Hilfe bestimmter Rechenvorschriften quantisiert und übertragen. Auf der Empfangsseite werden die Spektraldaten durch die Rücktransformation (inverse FFT) wieder in ein Zeitsignal umgewandelt. Der Datenstrom für die Übertragung kann dabei auf weniger als 3 bit je Abtastwert reduziert werden, ohne daß bei den meisten Signalen hörbare Veränderungen auftreten.

Weitere Verbesserungen lassen sich dadurch erzielen, daß auch Verdeckungseffekte in der zeitlichen Dimension herangezogen werden. Die Wahrnehmung von leisen Tönen vor und nach lauten Tönen ist nämlich für eine gewisse Zeit ebenfalls eingeschränkt. Dieses zunächst unverständlich erscheinende Phänomen, besonders das der sogenannten Vorverdeckung beruht auf der parallelen neuronalen Verarbeitung der Schallreize. Die lauten Schallreize haben gleichsam Priorität. So ist es durchaus denkbar, daß mit 2 bit je Abtastwert noch höchste Wiedergabequalität möglich ist. Dabei sind sogar noch Fehlersicherungsbits inbegriffen.

Der Datenstrom für die hochwertige Audiosignalübertragung kann also auf ein Achtel bis ein Zehntel reduziert werden, also auf 50 bis 80 kbit/s. Damit ist z.B. die Übertragung eines einkanaligen hochwertigen Tonprogramms auf einem digitalen Fernsprechkanal mit 64 kbit/s möglich. Würde man derartig codierte Audiosignale auf einer Compact Disc speichern, so könnte die Spielzeit auf das Acht- bis Zehnfache, also auf 8 bis 10 Stunden gesteigert werden. Notwendig sind dazu allerdings die Signalprozessoren, die die Rücktransformation durchführen. Die Entwicklung ist gegenwärtig noch stark im Fluß. Noch stehen verschiedenste Verfahren zur Diskussion, wie die 86. AES-Convention deutlich machen wird. Ob es in Zukunft zu einer kommerziellen Verwertung kommt, hängt nicht zuletzt von der Durchsetzung einer verbindlichen Norm ab. Es ist aber auch denkbar, daß man sich nur auf eine gemeinsame Struktur des Signalverarbeitungsprozesses einigt, die Prozesse aber selbst offen läßt. Dann könnte vor oder während der Übertragung das Signalverarbeitungsprogramm in den Empfangsprozessor geladen werden, das notwendig ist, die gerade übertragenen Daten zu decodieren.

Die Quellencodierung von Audiosignalen nach den beschriebenen Verfahren läßt aber noch manche Fragen offen. So muß noch geklärt werden, inwieweit eine Nachbearbeitung der Signale nach der Decodierung beim Empfänger noch möglich ist. Die Nachbearbeitung, z.B. die frequenzgangmäßige Beeinflussung durch Equalizer, könnte ja anstreben, Frequenzkomponenten hörbar zu machen, die vor der Aussendung völlig unterdrückt worden sind. So gesehen, eröffnet sich ein weites Untersuchungsfeld für die Audiotechnik, und es werden interessante Expertenreferate in Hamburg vom 7. bis 10. März 1990 erwartet.

E. S.

• **Fernsehsender — voll halbleiterbestückt:** Die Endstufen von Fernsehsendern enthalten zur Zeit bei größeren Sendeleistungen Elektronenröhren vom Typ Triode, Tetrode und Mehrkammerklystron. Jetzt hat die japanische Firma NEC die Lieferung von voll halbleiterbestückten Fernsehsendern sowohl für den VHF- als auch für den UHF-Bereich mit Sendeleistungen von 5 bis 40 kW angekündigt. Die Endstufen bestehen aus mehreren Modulen mit einer Ausgangsleistung von je 800 W. Die mit Leistungstransistoren von 110 W aufgebauten Module sind bei gegenseitiger Entkopplung parallelgeschaltet. Die Parallelschaltung ergibt eine hohe Verfügbarkeit des Senders, da bei Ausfall eines Moduls lediglich die Sendeleistung um den betreffenden Anteil zurückgeht, aber kein Senderausfall auftritt. Die Transistoren werden mit einer Gleichspannung von 28 V betrieben, daher ist die Störanfälligkeit gering und die Wartung einfach. Wegen der großen Verlustleistung ist ein spezielles Luftstrahl-Kühlungssystem erforderlich.

W. Mansfeld

• Nach dem erfolgreichen Start des **Cityruf**-Probebetriebs der DBP in Frankfurt am Main und Westberlin hat die ANT (Backnang, BRD) auch den Folgeauftrag zur Einrichtung eines weiteren Cityrufnetzes erhalten. Der Auftrag umfaßt rund 200 Sender, 18 Funkrufzentralen und die Einrichtung für 2 Vermittlungsstellen in Düsseldorf und Hamburg einschließlich der notwendigen Software.

Bereits gegen Ende des Jahres sollen nach den Plänen der DBP alle großen Städte und Ballungsgebiete in der Bundesrepublik mit Cityruf ausgestattet sein. Die hierfür eingerichteten Funkruf-Vermittlungsstellen sind untereinander gekoppelt, so daß ein Anrufer von jedem beliebigen Ort aus den Rufempfänger eines Cityruf-Teilnehmers erreichen kann. Der ausgehende Ruf wird automatisch über eine bundeseinheitliche Kennzahl an die zuständige Funkrufvermittlungsstelle weitergeleitet. Er erreicht die Besitzer angemeldeter Empfänger, sofern sich diese in der von ihnen gebuchten Rufzone aufhalten.

ANT hat für die Cityruf-Pilotprojekte je eine Funkruf-Vermittlungsstelle in Frankfurt am Main und Westberlin sowie das erforderliche Sendernetz eingerichtet. Funkrufe, d.h. Nachrichten, die über moderne Tasten-Telefone, Telex, oder Btx ausgesendet werden, kommen in der Vermittlungsstelle an und werden an das Funkrufnetz (Sender) weitergeleitet.

Auch mit dem Wählscheibentelefon ist die Veranlassung von Funkrufen möglich.

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber: Kammer der Technik
Verlag: VEB Verlag Technik
Oranienburger Str. 13—14, Berlin, DDR, 1020
Telegrammadresse: Technikverlag Berlin
Telefon: 28700: Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor: Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion: Dipl.-Ing. *Ernst-O. Schönemann*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870327, 2870332)
Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347)
Gestalter: *Irmgard Greschek* (Telefon: 2870339)
Lizenz-Nr.: 1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV): 18432
Gesamtherstellung: Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, Borsdorf, 7122, III-18-328
Anzeigenannahme: Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, Oranienburger Str. 13/14, Berlin, 1020, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH. Hermann-Duncker-Str. 89, Berlin, DDR, 1157
Erfüllungsort und Gerichtsstand: Berlin-Mitte.

Erscheinungsweise: monatlich 1 Heft
Heftpreis: 4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen
Bezugsmöglichkeiten
DDR
sämtliche Postämter
SVR Albanien
Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propagandititt te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien
Direkzia R.E.P., 11a Rue Paris, Sofia
VR China
China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88, Beijing
ČSSR
PNS — Ústředni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezska 11, 12000 Praha 2
PNS Ústředna Expedicia a Dovoz Tlače, Pošta 002 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien
Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižrsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR
CHULPANMUL Korea Publications
Export & Import Corporation, Pyongyang
Republik Kuba
Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reily No. 407, Ciudad Habana
VR Polen
C.K.P.iW. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien
D.E.P. Bucuresti, Piata Scinteii, Bucuresti
UdSSR
Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR
P. K. H. I., Külföldi Előfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam
XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)
ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung. Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111 Berlin (West) 30
Österreich
Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B/13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz
Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder
örtlicher Buchhandel;
BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, Leipzig, DDR 7010, Postfach 160; und Leipzig Book Service, Talstraße 29, Leipzig DDR, 7010

INHALT

Brode, F.

Herstellung und Charakterisierung von Monomode-Lichtwellenleitern

Nachrichtentechn., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 242 – 244

Es wird ein Überblick über die zur Zeit gängigen Monomode-Lichtwellenleiter gegeben. Außerdem werden im Beitrag die optischen Übertragungseigenschaften der Monomode-LWL einschließlich der Meßmethoden diskutiert. Ausgewählte Meßergebnisse verschiedener Lichtwellenleitertypen werden vorgestellt.

Schmidt, E.

Untersuchungen zur Modenleistungsverteilung in Gradientenindex-Lichtwellenleitern

Nachrichtentech., Elektron. Berlin 39 (1989) 7, S. 244 – 246

Für die vollständige Beschreibung des Übertragungsverhaltens von Lichtwellenleiter-Nachrichtenverbindungen muß die Längenabhängigkeit der Modenleistungsverteilung und ihre Veränderung an Koppelstellen berücksichtigt werden. Die Verteilung wird aus dem Nahfeld des Lichtwellenleiters bestimmt.
Bei Realisierung der Modengleichverteilung vor der Koppelstelle wird die Veränderung der Modenleistungsverteilung im Empfangs-Lichtwellenleiter untersucht. An der Lichtwellenleiterkoppelstelle werden die extrinsischen Verlustfaktoren Lücke, radialer Versatz und Kippwinkel variiert und der Einfluß auf das Nahfeld und die Modenleistungsverteilung gegenübergestellt.

Pohlers, H.; Frenz, H.-P.; Brey, W.

Untersuchungen an LWL-Steckverbindungen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 246 – 250

Neben der durch die intrinsischen und extrinsischen Verluste hervorgerufenen Einfügedämpfung bei LWL-Steckverbindungen spielt deren Reflexionsverhalten eine zunehmende Rolle in Monomode-LWL-Übertragungssystemen. Die Reflexionsdämpfung kann durch konstruktive und technologische Maßnahmen beeinflußt werden. Dadurch besteht die Möglichkeit, lösbare LWL-Kupplungen mit befriedigenden Eigenschaften zu realisieren. Gutes Dämpfungsverhalten läßt sich u.a. mit dem Prinzip des optischen Kontaktes erzielen, an dessen Realisierung jedoch einige technologische Anforderungen gestellt werden. Die Messung der Reflexionsdämpfung, die nach verschiedenen Verfahren erfolgen kann, zeigt die erzielbaren Werte und weist auf meßtechnische Probleme hin.

Hörnlein, W.; Sproßmann, J.

Elektrische Charakterisierung von Halbleiterlasern und -modulen für die LWL-Nachrichtenübertragung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 250 – 252

Es werden Messungen des komplexen elektrischen Reflexionsfaktors im Frequenzbereich bis 520 MHz an Doppelheterostrukturlasern (DHSL) und konfektionierten Lasermodulen vorgestellt sowie die Modellierung und Analyse von elektrischen Kleinsignal-Ersatzschaltbildern beschrieben und daraus ableitbare intrinsische und parasitäre Bauelementeparameter diskutiert.

Pohley, T.

Grundgedanken für ein Beratungssystem zur rechnergestützten Zuverlässigkeitsanalyse im Entwicklungsprozeß

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 253 – 255

Ausgehend von den Anforderungen und dem Entwicklungsstand zur rechnergestützten Zuverlässigkeitsanalyse wird das Konzept für ein Beratungssystem mit wissensbasiert realisierten Komponenten vorgestellt. Es soll, dem Entwicklungsingenieur ermöglichen, während des Projektablaufs Zuverlässigkeitsanalysen selbst durchführen zu können, damit er Schwachstellen seines Entwurfs rechtzeitig erkennen und beseitigen kann.

Winter, W.

Konzentriertes Rechnernetz auf der Basis des 32-bit-Busstandards IEEE 896 FUTUREBUS

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 255 – 259

Konzentrierte Mehrrechnersysteme nutzen bisher vorrangig das Prinzip der Speicherkopplung und sind geräte- oder applikationsbezogen strukturiert. Es wird jedoch seit einigen Jahren versucht, sie ebenfalls mit offenen, einheitlichen Schnittstellen auszustatten, die dann aufgrund ihrer Merkmale als konzentrierte Rechnernetze bezeichnet werden. Der Aufbau und die Funktionsweise eines experimentellen konzentrierten Netzes werden vorgestellt (bis zu 16 über Kommunikations-Controller und einen Multiplexkanal nach dem Botschaftsprinzip miteinander gekoppelte Rechner). Es werden der Multiplexkanal, die Controller und die Einbindung der Kommunikationssoftware in die Betriebssysteme der Knotenrechner beschrieben.

Segsa, K.-H.

Dünn- und Dickschichtwiderstände mit speziellen Eigenschaften

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 259 u. 260

Es werden 2 Hybridwiderstandsstrukturen, die durch spezielle Eigenschaften charakterisiert sind, vorgestellt. Dabei handelt es sich um dünne Nickelschichten, deren Herstellungstechnologie sowie Schichteigenschaften unter dem Aspekt des Einsatzes zur Temperaturmessung behandelt werden, sowie um einen speziellen impulsbelastbaren präzisen Dickschichtwiderstand.

Schippel, E.

Haftfeste Metallisierung von $LiNbO_3$-Substraten für akustische Oberflächenwellenfilter

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 260 – 261

Als piezoelektrisches Material wird $LiNbO_3$ für Oberflächenwellenfilter verwendet. Für die Funktion des Filters ist eine haftfeste Metallisierung unbedingte Voraussetzung. Es wurde festgestellt, daß im Vakuum aufgedampfte Al-Schichten dann äußerst fest haften, wenn sie auf eine darunter liegende Al/Si-Mischschicht oder auf Zwischenschichten von SiO und Chrom aufgedampft werden. Aussagen zur ganzflächigen oder partiellen Schichthaftung lieferte ein erarbeiteter Haftfestigkeitstest unter Anwendung von Ultraschall.

Lautenschläger, W.

Wissensbasierte Plazierung von Bauelementen auf Leiterplatten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 261 – 263

Die Plazierung von Bauelementen auf Leiterplatten durch automatische Entwurfsalgorithmen erreicht nicht die Qualität entsprechender manueller Entwürfe. Von einer Analyse der manuellen Leiterplattenkonstruktion ausgehend werden heuristische Regeln für die Plazierung als Grundlage für ein entsprechendes Expertensystem vorgeschlagen, mit dem akzeptable Plazierungen automatisch generiert werden können.

Kurt, J.

Aufwandskriterien für Servicesoftware von Datenverarbeitungs- und Büromaschinen

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 263 – 266

Reparierbare Geräte, die mit mikroelektronischen Baugruppen ausgerüstet sind, verlangen zur Fehlersuche Service-Software. Aufwandskriterien bilden ihre Kosten. Es wird gezeigt, daß bei erhöhtem Anfangsaufwand die Rentabilität schon bei geringeren Stückzahlen eintritt. Die Diskussion erfolgt an einem Beispiel. Das Verfahren paßt in ein gültiges Hardware-Zuverlässigkeitsmodell.

Imlau, W.

Ortung von Kabeladerbrüchen mit Berücksichtigung kapazitiver Unsymmetrien

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 39 (1989) 7, S. 266 u. 267

Es wird ein Wechselstrom-Brückenverfahren zur Ortung von Kabeladerbrücken angegeben, bei denen kapazitive Unsymmetrien vorhanden sind. Im Gegensatz zu der für diesen Fall bekannten Methode der Messung von beiden Seiten ist hier nur die Messung von einer Seite des betreffenden Kabelabschnitts erforderlich.

ISSN 0323-4657 · Nachrichtentech., Elektron.
Berlin 39 (1989) 7, S. 241-280

Neuerscheinungen und Nachauflage · Auslieferung in diesen Tagen